

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**OTIMIZAÇÃO MULTIOBJETIVO E MULTIRESTRIÇÃO
APLICADA NO PLANEJAMENTO DE REDES DE
FREQUÊNCIA ÚNICA**

ADSON SILVA ROCHA

ORIENTADOR: LEONARDO DA CUNHA BRITO

TESE DE DOUTORADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**PUBLICAÇÃO:
BRASÍLIA/DF: AGOSTO – 2013**

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**OTIMIZAÇÃO MULTIOBJETIVO E MULTIRESTRIÇÃO APLICADA NO
PLANEJAMENTO DE REDES DE FREQUÊNCIA ÚNICA**

ADSON SILVA ROCHA

**TESE SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA FACULDADE DE
TECNOLOGIA DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA COMO PARTE DOS REQUISITOS
NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA.**

APROVADA POR:

Prof. Leonardo da Cunha Brito, Dr (EMC-UFG)
(Orientador)

Prof. Paulo Henrique Portela de Carvalho, Dr (PPGEE-UnB)
(Examinador Interno)

Prof. Leonardo Rodrigues Araújo Xavier de Menezes, Dr (PPGEE-UnB)
(Examinador Interno)

Prof. Alexandre Ricardo Soares Romariz, Dr (PPGEA-UnB)
(Examinador Externo)

Prof. Rodrigo Pinto Lemos, Dr (EMC-UFG)
(Examinador Externo)

Prof. Flávio Henrique Teles Vieira, Dr (EMC-UFG)
(Suplente)

BRASÍLIA/DF, 23 DE AGOSTO DE 2013

FICHA CATALOGRÁFICA

ROCHA, ADSON SILVA

Otimização Multiobjetivo e Multirestrição Aplicada no Planejamento de Redes de Frequência Única [Distrito Federal] 2013.

146p., 297 mm (ENE/FT/UnB, Doutor, Engenharia Elétrica, 2013). Tese de Doutorado – Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia. Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Otimização multiobjetivo

2. Planejamento

3. Redes de frequência única

4. Televisão digital

I. ENE/FT/UnB

II. Título (série)

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

ROCHA, A. S. (2013). Otimização Multiobjetivo e Multirestrição Aplicada no Planejamento de Redes de Frequência Única. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Publicação 079/2013, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 146p.

CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: Adson Silva Rocha.

TÍTULO: Otimização Multiobjetivo e Multirestrição Aplicada no Planejamento de Redes de Frequência Única.

GRAU: Doutor

ANO: 2013

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta tese de doutorado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta tese de doutorado pode ser reproduzida sem autorização por escrito do autor.

Adson Silva Rocha

Av. Virgílio J. Ferreira, Qd.35 Lt.02/27, ap. 303-A Residencial Grandaso, Pq. Flamboyant. 74.860-615 Goiânia – GO – Brasil.

Dedico à Deus, minha família,
amigos e orientador pelo apoio, incentivo,
companheirismo e amizade.
Sem eles nada disso seria possível.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por me amparar nos momentos difíceis, me dar força e perseverança para superar as dificuldades.

Ao meu orientador e amigo Prof. Dr. Leonardo da Cunha Brito, por acreditar em mim, me mostrar o caminho científico, fazer parte da minha experiência de aprendizado, por ser exemplo de profissional e comprometimento.

Ao Prof. Dr. Paulo Portela por me abrir as portas da UnB e tornar possível esse projeto.

À CAPES, à FAPEG e à UFG que patrocinaram e viabilizaram o projeto.

À minha família, a qual amo muito, pelo carinho, paciência e incentivo. À minha esposa por me amparar, incentivar e, por muitas vezes, suportar nos momentos críticos da construção deste trabalho.

E, por fim, aos amigos que fizeram parte desses momentos sempre me ajudando e incentivando.

RESUMO

OTIMIZAÇÃO MULTIOBJETIVO E MULTIRESTRIÇÃO APLICADA NO PLANEJAMENTO DE REDES DE FREQUÊNCIA ÚNICA

Autor: Adson Silva Rocha

Orientador: Leonardo da Cunha Brito

Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

Brasília, agosto de 2013

Sistemas de transmissão de vídeo digital (DTV – *Digital Television*), que utilizam multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), viabilizam a criação de Redes de Frequência Única (SFN – *Single Frequency Networks*). Em tais redes, um conjunto de transmissores envia a mesma informação dentro do mesmo intervalo de frequência, simultaneamente, e tal diversidade de transmissão faz das SFN muito eficientes em canais com desvanecimento, com excelente economia do espectro de frequências e melhoria na utilização da energia empregada.

A presente tese trata alguns dos problemas-chave que emergem no planejamento de SFN e propõe a criação de um método de otimização multiobjetivo e multirestrição que reduz substancialmente os esforços de engenharia na etapa de planejamento. Tomam-se três critérios: a cobertura total da rede de radiodifusão, os custos estruturais de implantação desta e a interferência provocada pela SFN em redes externas, que operem na mesma faixa de frequências. A cobertura total da rede foi estimada com a seleção de pontos de teste em um mapa bidimensional com informações geográficas (GIS – *Geographic Information System*) e a avaliação da qualidade do sinal, além do nível de interferência foram estimados seguindo as recomendações do documento ABNT NBR 15608-1, que define os parâmetros de implantação e operação da DTV no Brasil. Os custos estruturais de implantação levam em conta a potência de transmissão, ganho e altura da torre das antenas, além do azimute e a formatação tri-setorizada do diagrama de irradiação.

A abordagem proposta, que categoriza os múltiplos critérios como objetivos e restrições conflitantes, resultou em um método simples e eficaz de otimização, baseado em um modelo de busca direta, capaz de solucionar o problema de planejamento de DTV e utilizar com maior aproveitamento o potencial dado pelas SFN.

ABSTRACT

MULTIOBJECTIVE AND MULTICONSTRAINT OPTIMIZATION APPLIED IN SINGLE FREQUENCY NETWORKS PLANNING

Author: Adson Silva Rocha

Supervisor: Leonardo da Cunha Brito

Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

Brasília, 2013. August

Digital video broadcast systems (DTV - Digital Television), using multiplexing orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), enable the creation of Single Frequency Networks (SFN). In such networks, a set of transmitters send the same information in the same frequency range simultaneously, and such transmission diversity makes the SFN very effective in fading channels, with excellent economy of the frequency spectrum and improved use of used energy.

This thesis addresses some of the key issues that arise in planning SFN and proposes a method for multi-objective and multi-constraint optimization which substantially reduces engineering efforts in the planning stage. Here, it takes three criteria: full coverage of the broadcasting network, the structural costs of implementing the network and interference caused by the SFN on external networks that operate in the same frequency band. Full coverage of the network was estimated with the selection of test points in a two-dimensional map with a Geographic Information System (GIS) and the evaluation of the signal quality, further the level of interference, were estimated following the recommendations of the document ABNT NBR 15608-1, which defines the parameters of the implementation and operation of DTV in Brazil. Structural deployment costs take into account the transmission power, gain and height of antennas, the azimuth and the tri-sectorized formatting of the radiation pattern.

The proposed approach, which categorizes multiple criteria such as objectives and conflicting constraints, resulted in a simple and effective optimization method, based on a direct search model, able to solve the problem of planning DTV and better using the potential given by SFN.

SUMÁRIO

1 - INTRODUÇÃO	1
1.1 - RADIODIFUSÃO DE TV ABERTA	1
1.2 - A SATURAÇÃO DO ESPECTRO DE FREQUÊNCIAS.....	4
1.3 - A TELEVISÃO DIGITAL NO BRASIL	7
1.4 - DEMANDA PELA ALTA DEFINIÇÃO	13
2 - CENÁRIO DE TRANSMISSÃO	18
2.1 - O CANAL DE PROPAGAÇÃO	18
2.1.1 - A modulação OFDM	22
2.1.2 - Intensidade de sinal.....	28
2.1.3 - Estimativas de intensidade de sinal	31
2.2 - MODELOS DE PROPAGAÇÃO	33
2.2.1 - Propagação em espaço livre	33
2.2.2 - Okumura-Hata	36
2.2.3 - ITU-R P.1546	38
2.3 - SISTEMAS DE INFORMAÇÃO GEOGRÁFICA.....	44
2.3.1 - Amostragem do mapa digital	47
2.4 - AS REDES DE FREQUÊNCIA ÚNICA	53
2.4.1 - Pesquisas em SFN e DTV	57
3 - MODELO COMPUTACIONAL DO PLANEJAMENTO DE TVD	64
3.1 - PLANEJAMENTO DE COBERTURA DE SFN COM CUSTO MÍNIMO	64
3.2 - O MODELO DE REDES DE FREQUÊNCIA ÚNICA	67
3.2.1 - A representação da SFN	67
3.2.2 - Cenário de avaliação do modelo SFN.....	69
3.3 - OTIMIZAÇÃO MULTI OBJETIVO E MULTIRESTRIÇÃO	71
3.3.1 - Representação multiobjetivo e multirestrição.....	71
3.3.2 - Avaliação com restrições severas	72
3.3.3 - Avaliação com restrições brandas	73
3.3.4 - Algoritmo de otimização	74

3.4 - MÉTODO MONO-OBJETIVO DE AVALIAÇÃO.....	77
3.5 - ESTUDOS DE CASO.....	78
3.5.1 - Otimização de proteção e cobertura.....	81
3.5.2 - Otimização de custo e cobertura.....	85
3.5.3 - Otimização de cobertura, proteção e custo.....	88
3.5.4 - Otimização de custos e cobertura como objetivos e proteção como restrição.....	92
3.5.5 - Otimização de custos e cobertura como objetivos, proteção e exposição como restrições.....	95
3.5.6 - Comparações entre as abordagens.....	98
4 - CONCLUSÕES.....	106
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	109
APÊNDICES.....	125
A – CÁLCULO DA PROBABILIDADE DE COBERTURA.....	126
B – INTERPOLAÇÃO/EXTRAPOLAÇÃO DA ITU-R P.1546-3.....	128
B.1 - Interpolação da intensidade de campo em função da distância ...	128
B.2 - Interpolação da intensidade de campo em função da frequência	128
B.3 - Interpolação da intensidade de campo em função do tempo	129

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 - Faixas de frequência e divisão de canais.....	5
Tabela 1.2 – Número de Estações de TV Analógica.....	6
Tabela 3.1 – Parâmetros comuns.....	79
Tabela 3.2 – Parâmetros de otimização.....	79
Tabela 3.3 – Índices e valores das variáveis de decisão da melhor solução encontrada.	84
Tabela 3.4 – Índices e valores das variáveis de decisão da melhor solução encontrada.	88
Tabela 3.5 – Índices e valores das variáveis de decisão da melhor solução encontrada.	91
Tabela 3.6 – Índices e valores das variáveis de decisão da melhor solução encontrada.	95
Tabela 3.7 – Parâmetros da solução.	98
Tabela 3.8 – Comparações entre as abordagens.....	99
Tabela 3.9 – Comparações entre as abordagens.....	101
Tabela 3.10 – Mono-objetivo com pesos ajustados.....	102
Tabela 3.11 – Mono-objetivo sem pesos (unitários).	103

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1- Sistema de transmissão por radiodifusão.....	1
Figura 1.2 – Intervalos do espectro de frequência.....	4
Figura 1.3 – Resolução de imagem dos primeiros televisores.	14
Figura 1.4 – Resolução de TV em HD com proporção 16:9.	15
Figura 1.5 – Redução da nitidez com a diminuição da quantidade de pixels.....	16
Figura 2.1 – Elementos básicos de comunicação	18
Figura 2.2 – Caminhos de propagação afetando a propagação do sinal.....	19
Figura 2.3 – Desvanecimento rápido.....	21
Figura 2.4 – Largura de banda de um sinal com frequência central f_c . (Wikipedia, 2012)	22
Figura 2.5 - Multiportadora ortogonal comparada à multiportadora convencional. (Lacinet, 2012).....	24
Figura 2.6 – Prefixo cíclico do sinal OFDM.	25
Figura 2.7 – Esquema simplificado da transmissão e recepção usando OFDM. (Lacinet, 2012).....	25
Figura 2.8 – Espectro para portadoras com $f_k = f_c + k/T_u$, $T_u = 1$ e $k = 0, \dots, 5$	28
Figura 2.9 – CDF típica de um sinal 8VSB (Fonte: DTV Express Training Manual)	30
Figura 2.10 – Desvanecimento lento e rápido do sinal propagado.....	31
Figura 2.11 – Esferas concêntricas ao redor de uma antena.....	34
Figura 2.12 – Intensidades de campo para valores nominais.	39
Figura 2.13 – h_1 para caminho de propagação marítimo.....	40
Figura 2.14 – h_1 para distâncias menores que 15 km, com percurso terrestre.	40
Figura 2.15 – h_1 em percurso terrestre com distância igual ou superior a 15 km.	41
Figura 2.16 – Ângulo de desobstrução efetivo para $h_1 < 0$	42
Figura 2.17 – Ângulo de desobstrução positivo.	43
Figura 2.18 – Correção θ_{tca} para frequências nominais.....	44
Figura 2.19 - Pixels como unidades elementares das imagens digitais.	46
Figura 2.20 - Informação geográfica representada por valores numéricos.	46
Figura 2.21 – Amostragem aleatória simples, sem repetição.....	48
Figura 2.22 – Amostragem estratificada aleatória baseada no terreno.....	48
Figura 2.23 – Amostragem sistemática.	49

Figura 2.24 – Perfil de altitudes da região metropolitana de Goiânia.	52
Figura 2.25 – Interferências (1) internas, (2) externas e (3) gerada.	54
Figura 2.26 – Interferênciasco-canal para frequências vizinhas em redes MFN.....	56
Figura 2.27 – Configuração de SFN.....	57
Figura 3.1 – Modelo de Redes de Frequência Única.....	67
Figura 3.2 - Avaliação com restrições severas.	73
Figura 3.3 - Ilustração do método de poda.	77
Figura 3.4 – Estudo de convergência.	80
Figura 3.5 – Mapa de altimetria da área de serviço. Círculos marcam as localizações possíveis para os transmissores.	81
Figura 3.6 – Soluções candidatas visitadas para a otimização de proteção e cobertura.....	82
Figura 3.7 – Melhores soluções para a otimização de proteção e cobertura.	82
Figura 3.8 – Probabilidade de cobertura para a otimização de proteção e cobertura.	83
Figura 3.9 – Relação sinal-interferência para a otimização de proteção e cobertura.	83
Figura 3.10 – Potência interferente para a otimização de proteção e cobertura.	84
Figura 3.11 – Candidatas visitadas na otimização de custo e cobertura.....	85
Figura 3.12 – Melhores soluções para a otimização de custo e cobertura.....	86
Figura 3.13 – Probabilidade de cobertura na otimização de custo e cobertura.	86
Figura 3.14 – Relação sinal-interferência na otimização de custo e cobertura.	87
Figura 3.15 – Potência Interferente na otimização de custo e cobertura.	87
Figura 3.16 – Candidatas visitadas na otimização de cobertura, proteção e custos.	89
Figura 3.17 – Melhores soluções para a otimizaçãode cobertura, proteção e custo.....	89
Figura 3.18 – Probabilidade de cobertura na otimização de cobertura, proteção e custos..	90
Figura 3.19 – Relação sinal-interferência na otimização de cobertura, proteção e custos..	90
Figura 3.20 – Potência interferente na otimização de cobertura, proteção e custos.....	91
Figura 3.21 – Candidatas visitadas para a otimização de custos e cobertura como objetivos e da proteção como restrição.	92
Figura 3.22 – Melhores soluções para a otimização de custos e cobertura como objetivos e da proteção como restrição.	93
Figura 3.23 – Probabilidade de cobertura para a otimização de custos e cobertura como objetivos e da proteção como restrição.....	93

Figura 3.24 – Relação sinal-interferência para a otimização de custos e cobertura como objetivos e da proteção como restrição.....	94
Figura 3.25 – Potência interferente para a otimização de custos e cobertura como objetivos e da proteção como restrição.	94
Figura 3.26 – Melhores soluções para a otimização de custos e cobertura como objetivos e proteção e exposição como restrição.	96
Figura 3.27 – Probabilidade de cobertura para a otimização de custos e cobertura como objetivos e proteção e exposição como restrição.....	96
Figura 3.28 – Relação sinal-interferência para a otimização de custos e cobertura como objetivos e proteção e exposição como restrição.....	97
Figura 3.29 – Potência interferente para a otimização de custos e cobertura como objetivos e proteção e exposição como restrição.	97
Figura 3.30 – Método multiobjetivo e multirestrição aplicado à função ZDT1.....	104
Figura 3.31 – Método multiobjetivo e multirestrição aplicado à função ZDT3.....	104
Figura 3.32 – Comparação entre multiobjetivo e multirestrição com NSGAI + HC.....	105

LISTA DE ACRÔNIMOS

ABERT	Associação Brasileira de Emissoras de Rádio e Televisão
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ADSL	<i>Assymmetric Digital Subscriber Line</i>
AE	Algoritmos Evolucionários
AEMO	Algoritmo Evolucionário Multiobjetivo
AERP	<i>Avarage Effective Radiated Power</i>
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
ATSC	<i>Advanced Television Systems Committee</i>
BBC	<i>British Broadcasting Corporation</i>
CDF	<i>Cumulative Distribution Function</i>
CEP	Código de Endereçamento Postal
CNR	<i>Carrier-to-Noise Ratio</i>
COFDM	<i>Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
CPqD	Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações
DAB	<i>Digital Audio Broadcasting</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DMB-T	<i>Digital Multimedia Broadcasting Terrestrial</i>
DTV	<i>Digital Television</i>
DVB-T	<i>Digital Video Broadcasting – Terrestrial</i>
ELF	<i>Extreme Low Frequency</i>
EP	<i>Evolutionary Programming</i>
ERP	<i>Effective Radiated Power</i>
ERP	<i>Effective Radiated Power</i>
FCA	<i>Fixed Channel Assignment</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
GA	<i>Genetic Algorithms</i>
GIS	<i>Geographic Information Systems</i>
GP	<i>Genetic Programming</i>
HC	<i>Hill Climbing</i>
HD	<i>High Definition</i>

HDTV	<i>High Definition Television</i>
HF	<i>High Frequency</i>
ICI	<i>Inter Carrier Interference</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
ISDB-T	<i>Integrated System Digital Broadcasting – Terrestrial</i>
ISDB-T _B	<i>Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial Brazil</i>
ISI	<i>Inter Symbol Interference</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
LCD	<i>Liquid Crystal Display</i>
LED	<i>Light-Emitting Diode</i>
MCM	<i>Multiple Carrier Modulation</i>
MFN	<i>Multi Frequency Networks</i>
NCL	<i>Nested Context Language</i>
NTSC	<i>National Television System Committee</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PAL	<i>Phase Alternation Line</i>
PBRTV	Plano Básico de Distribuição de Canais para Retransmissão de Televisão
PBTV	Plano Básico de Distribuição de Canais de Televisão
PBTVA	Plano Básico de Atribuição de Canais de Televisão por Assinatura
PDF	<i>Probability Distribution Function</i>
PEP	<i>Peak Envelope Power</i>
RF	Radiofrequência
RMS	<i>Root Mean Square</i>
RTV	Retransmissora de TV
SBTVD	Sistema Brasileiro de TV Digital
SCM	<i>Single Carrier Modulation</i>
SECA	<i>Sequential Colour Avec Mémoire</i>
SET	Sociedade Brasileira de Engenharia de Televisão
SFN	<i>Single Frequency Network</i>
SHF	<i>Super High Frequency</i>
SIR	<i>Signal-Interference Ratio</i>
SVG	<i>Scalable Vectorial Graphics</i>

TCA	<i>Terrain Clearance Angle</i>
TPO	<i>Transmitter Power Output</i>
TVA	Televisão por Assinatura
TVD	Televisão Digital
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
VHF	<i>Very High Frequency</i>
VLf	<i>Very Low Frequency</i>
NSGA	<i>Nondominated Sorting Genetic Algorithm</i>
NSDE	<i>Nondominated Sorting Differential Evolution</i>
SPEA	<i>Strength Pareto Evolutionary Algorithm</i>
MOGA	<i>Multiobjective Genetic Algorithm</i>
HCOEA	<i>Hybrid Constrained-Optimization Evolutionary Algorithm</i>

1 - INTRODUÇÃO

1.1 - RADIODIFUSÃO DE TV ABERTA

De um modo geral, os sistemas de telecomunicações evoluíram do ambiente analógico para o ambiente digital, visando uma melhor qualidade de serviço ou um melhor aproveitamento do espectro de frequências; a televisão digital aberta seguiu essa evolução. Entende-se por televisão aberta, a transmissão do sinal de TV gratuitamente através do ar.

Um diagrama de blocos de um sistema típico de radiodifusão é mostrado na Figura 1.1. Esta ilustração pode, simultaneamente, representar tanto um sistema analógico como um digital. Os componentes básicos incluem um transmissor, compreendendo um excitador, um amplificador de potência e os componentes do sistema de RF, uma antena com linha de transmissão associada e diversos locais de recepção. O meio aéreo de transmissão por radiodifusão é o que separa o transmissor do receptor. A entrada para o sistema é o sinal de banda base, através do qual a portadora de RF é modulada. Este mesmo sinal, para um sistema analógico, é uma composição de sinais de áudio e vídeo. Por meio de amplificação separada, as portadoras de vídeo e áudio são moduladas independentemente. Do contrário, ao se adotar a amplificação comum, os sinais modulados são combinados no excitador e amplificados juntos no amplificador de potência, para então serem transmitidos através do canal.

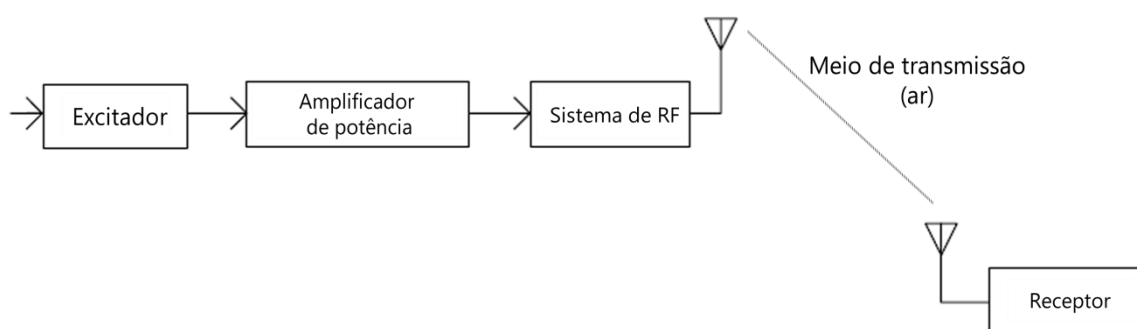


Figura 1.1- Sistema de transmissão por radiodifusão

Para um sistema digital, a representação por diagrama de blocos se assemelha a uma amplificação comum. Um único sinal de banda base modula uma portadora e é amplificado no transmissor, enviado por meio da antena, e recebido depois de propagar através do meio aéreo. O sinal de banda base é um fluxo composto de dados digitais que pode incluir vídeo,

áudio, bem como dados. Visto que o método de modulação também é digital, o excitador usado com o transmissor também possui comportamento próprio.

Além desses detalhes, o restante do sistema é fundamentalmente o mesmo do analógico, embora haja ainda diferenças sutis na medição de energia, regulagens, controle e medição do desempenho, conversores, amplificadores de potência, linhas de transmissão e antenas. As semelhanças entre os sistemas analógico e digital também são evidentes quando consideramos o canal de transmissão (meio aéreo). Em um cenário ideal, o canal deveria conduzir a portadora de RF modulada a partir do transmissor até o receptor sem degradação ou prejuízo que não seja uma redução da intensidade do sinal e a relação sinal-ruído. Entretanto, o canal de transmissão real está longe de ser ideal. O sinal pode sofrer distorções lineares e não-lineares, tanto no transmissor e receptor quanto no canal.

A antena e a linha de transmissão podem introduzir algumas das distorções lineares. Na maioria dos casos, estas são relativamente pequenas quando comparadas com distorções introduzidas pelo percurso de propagação. Este trajeto partindo da antena de transmissão até o local de recepção geralmente provoca as degradações mais significativas (adição de ruído, efeito multipercurso, etc). Dependendo das características específicas do local, as distorções podem ser severas, chegando a ser impeditivas em certas circunstâncias.

Hoje em dia, na maioria dos países industrializados, a radiodifusão de TV e rádio analógico é altamente desenvolvida, oferecendo programas nacionais de TV e som a toda a população. Em paralelo, várias redes locais com cobertura limitada regionalmente são operadas. Redes de transmissão analógica são geralmente baseadas em relativamente poucos transmissores de alta potência, localizados em pontos elevados (morros, montanhas ou edifícios altos) para aumentar o alcance da rede.

Além disso, para melhorar a recepção em áreas com deficiência de cobertura, transmissores de baixa potência (*gap-fillers*) podem ser colocados em operação (Weck, 1996). A potência irradiada destas estações varia de 1W ERP (*Effective Radiated Power*) em pequenas estações, até cerca de 1MW ERP nas estações principais. Os sistemas analógicos são muito sensíveis à interferência de outros sinais, e necessitam de alta taxa de proteção co-canal (por exemplo, na ordem de 30 a 45 dB). Assim, eles são planejados para configurações de redes com múltiplas frequências (MFN – *Multi Frequency Networks*), cobrindo áreas adjacentes

com canais de RF diferentes. O mesmo canal de RF é reutilizado apenas em regiões separadas por grandes distâncias para evitar interferências co-canal. Portanto, a radiodifusão analógica é caracterizada por uma exploração intensiva dos canais de HF (*High Frequency*), VHF (*Very High Frequency*) e UHF (*Ultra High Frequency*), além da limitação dos intervalos de frequência no espectro para uma mesma região.

Para aliviar o problema de saturação do espectro e para satisfazer a crescente demanda por melhor qualidade de som e imagem, empresas de radiodifusão começaram a vislumbrar as possibilidades de se introduzir a radiodifusão digital por volta do final dos anos 80. Como resultado, uma série de sistemas de radiodifusão digital foi projetada. Como algumas das iniciativas pioneiras nesse sentido, duas normas foram aceitas na Europa, o *Digital Audio Broadcasting* (DAB) (ETSI, 1994) para som e a *Digital Video Broadcasting* (DVB) (ETSI, 1996) para televisão. O DAB poderia oferecer serviços com qualidade de CD tanto para receptores fixos, quanto para móveis e, baseado em novas técnicas de codificação e eficientes métodos de modulação do sinal, o DVB poderia ter de 4 a 6 vezes mais programas, com a mesma qualidade de imagem que o sistema analógico, usando o mesmo intervalo de frequências. Além dos serviços convencionais de radiodifusão, ambos os padrões suportam a introdução de serviços de dados personalizados.

No caso da televisão aberta, a digitalização está fortemente relacionada com a melhoria do sinal recebido, almejando-se a recepção em alta definição e tendo como possível alternativa a diversificação de programas usando o mesmo canal. Ademais, outras vantagens como a maior facilidade para integração com serviços de internet e flexibilidade para possíveis extensões fazem da digitalização uma poderosa ferramenta para criação de programação de entretenimento e informação, sendo este o grande desafio imposto aos engenheiros responsáveis pela constante melhoria dos serviços de telecomunicação.

1.2 - A SATURAÇÃO DO ESPECTRO DE FREQUÊNCIAS

As emissoras de rádio e TV, assim como qualquer outro sistema de comunicação com propagação não-confinada, têm suas faixas de frequências reservadas dentro do espectro de frequências (Figura 1.2). Tais faixas de frequência estão subdivididas desde as baixas até as mais altas frequências. As mais baixas são as audíveis e as mais altas são os raios cósmicos. As que interessam nesse estudo de transmissão de sinais de televisão digital são as faixas de VHF, UHF e SHF (*Super High Frequency*), mostradas na Tabela 1.1.

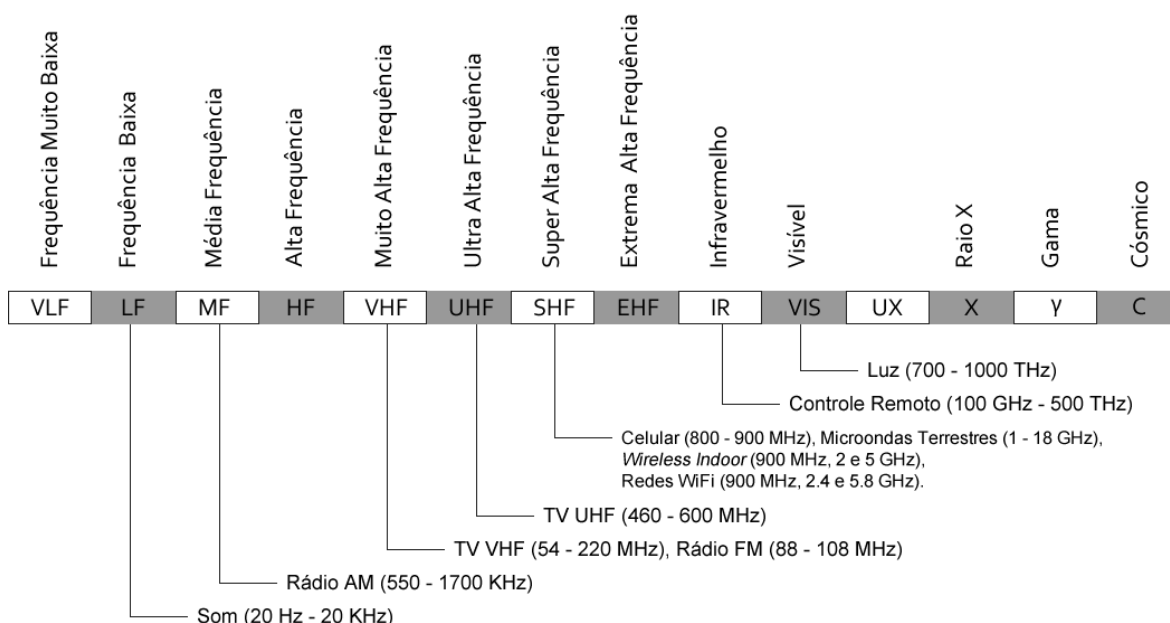


Figura 1.2 – Intervalos do espectro de frequência.

A faixa de VHF varia desde 30 MHz até 300 MHz. É nela que se encontram as frequências utilizadas pelo rádio FM (*Frequency Modulation*) e pela TV aberta, partindo do canal 2 até o canal 13. Para a UHF, que parte de 300 MHz até 3.000 MHz (ou 3 GHz), as frequências atribuídas para cada canal podem ser vistas na Tabela 1.1 relativa ao espectro. Além de outros serviços, estão também nesta faixa, os canais para telefonia celular. Com frequências superiores ao UHF, tem-se o SHF partindo de 3 GHz até 30 GHz. O sistema de subida e descida de sinal para satélite Banda “C”, Banda “Ku” e as frequências para rádio digital encontram-se nesta faixa. Os satélites que operam em banda “C” são os que transportam os sinais de TV aberta, permitem conexão internacional e transportam sinais de telefonia e dados.

Tabela 1.1 - Faixas de frequência e divisão de canais.
(ABNT NBR 15601, 2007)

Faixa de Frequência (MHz)		Canal
De	Até	
54	60	2
60	66	3
66	70	4
76	82	5
82	88	6
174	180	7
180	186	8
186	192	9
192	198	10
198	204	11
204	210	12
210	216	13
470	476	14
476	482	15
482	806	Canais 16 a 69

A banda de passagem da TV analógica é de 6 MHz e dentro deste intervalo há outro loteamento de sinais onde há espaços reservados para vídeo, áudio, informação de cor, sincronismo, códigos de inicialização e outros. No entanto, esse intervalo é restritivo até mesmo para um canal de TV analógico e limita a quantidade de informação a ser transmitida. Para se aumentar a qualidade do sinal de TV seria necessário aumentar com alguma margem o intervalo de banda reservada para cada canal.

O Brasil usa para a televisão analógica as faixas de VHF e UHF, sendo que a faixa de VHF contribui com 12 canais e a faixa de UHF contribui com 50 canais. Assim, o serviço de TV no Brasil conta com 62 canais que são utilizados e reutilizados diversas vezes ao longo de sua extensão territorial. Este mesmo conjunto de canais é a fonte para os canais que serão utilizados com a transição para a TV digital. Com isso, entende-se que será dobrado o número de canais utilizados hoje, visto que para cada canal analógico haverá seu correspondente digital enquanto ambos os sistemas estiverem simultaneamente em funcionamento. As estações de TV analógica, hoje, são classificadas em geradoras, retransmissoras e por assinatura.

As geradoras (ou simplesmente TV) destinam-se à produção de conteúdo e à transmissão, com seus canais definidos no Plano Básico de Distribuição de Canais de Televisão em VHF e UHF (PBTv). As retransmissoras (RTV) possibilitam extensão da cobertura das geradoras e o atendimento de regiões de sombra, com seus canais estabelecidos pelo Plano Básico de Distribuição de Canais para Retransmissão de Televisão em VHF e UHF (PBRTV). No caso da televisão por assinatura (TVA), tem-se a programação de TV paga, com seus canais definidos no Plano Básico de Atribuição de Canais de Televisão por Assinatura em UHF (PBTVA).

O cenário brasileiro de alocação dos canais previstos nos diversos planos básicos, no que se refere ao número de estações analógicas, é apresentada na Tabela 1.2.

Tabela 1.2 – Número de Estações de TV Analógica.
(CPqD, 2007)

Canais	TV	RTV	TVA	Total
Outorgados/Autorizados	434	5223	25	5682
Vagos	3196	2647	2	5845
Total	3630	7870	27	11527

Observa-se no Brasil grande heterogeneidade quanto às características das redes de transmissão de TV, podendo ser identificados grupos de geradoras e retransmissoras com a mesma programação básica. Existem ainda redes com geração geograficamente distribuída e de abrangência nacional (caso de redes como Globo, SBT, Record e Bandeirantes), redes com geração centralizada e penetração nacional (como, por exemplo, Rede Vida e RedeTV) e redes com geração centralizada e penetração regional (caso da TV Cultura), além de um grande número de estações independentes, em geral com caráter educativo e com alcance estritamente local.

Diante dessas características, é razoável prever que cada rede poderá adotar estratégias distintas no que se refere à escolha, no espectro de frequências, de canais de retransmissão utilizando tecnologia digital, especialmente pelo fato deste modelo permitir o reuso de frequências, variando o nível de abrangência de acordo com o padrão de transmissão adotado no Brasil.

Atualmente, em alguns pontos das grandes metrópoles, já ocorre uma forte saturação em determinadas faixas do espectro de frequências. Tal saturação é ocasionada fundamentalmente pela utilização simultânea de muitos aparelhos radiotransmissores funcionando em frequências adjacentes. Não raro, antenas instaladas para expandir a área de cobertura de uma operadora de TV, quando mal dimensionadas e configuradas, acabam corrompendo e prejudicando todas as bandas de frequências adjacentes das que ela opera, obrigando os transmissores mais próximos (prejudicados pela interferência) a intensificar a potência de seu sinal.

Um estudo comparativo (Wu *et. al*, 2000) demonstrou o compromisso existente entre taxa de transmissão e robustez do sinal. Como exemplo da dificuldade de equalização dos parâmetros de configuração, ressalta-se que modos de transmissão com mais portadoras, associados a intervalos de guarda maiores, privilegiam a robustez diante dos efeitos do multipercurso, porém, diminuem a probabilidade de recepção através de dispositivos móveis, visto que dessa forma o sistema fica menos imune às interferências causadas pelo efeito Doppler.

Com o avanço das tecnologias de telecomunicação, novos equipamentos surgem e novas tecnologias *wireless* (sem fio) tendem a ocupar maior espaço na sociedade moderna. Entretanto cada inovação requer um espaço novo em um espectro já incapaz de atender a todos as demandas. Isso fez com que as pesquisas dessa área se direcionassem para novos meios de reaproveitar os intervalos continuamente. Como o espectro de frequências é um recurso fixo, não podemos aumentá-lo, restando uma única alternativa: tentar otimizar as alocações de banda mantendo a mesma quantidade, ou melhorada, de informações passantes no canal.

A digitalização dos sinais então surgiu como técnica pertinente, de forma que permite a compactação dos espaços repetitivos do sinal transmitido e, assim, encapsula mais informação no mesmo intervalo do espectro.

1.3 - A TELEVISÃO DIGITAL NO BRASIL

A TV é hoje o meio de comunicação mais popular do Brasil, com presença em aproximadamente 95,1% das residências (IBGE, 2008). A primeira emissora de TV preto-

e-branco do Brasil foi inaugurada em 1952 na cidade de São Paulo. Nesta ocasião, o Brasil adotou o padrão americano de transmissão conhecido como Padrão M. O sistema americano de TV colorida NTSC (*National Television System Committee*) definido em 1954 (Grob, 1998; Sukys e Senatori, 1987) apresentava problemas de fidelidade de cor. Como alternativas havia dois sistemas europeus que não apresentavam este problema: o francês SECA (*Sequential Colour Avec Mémoire*) e o alemão PAL (*Phase Alternation Line*) (Grob, 1998; Sukys e Senatori, 1987). Em meados dos anos 70, o Brasil adotou o sistema de TV em cores PAL com Padrão M, mantendo a compatibilidade com o sistema de TV preto-e-branco anteriormente adotado (Revista Mackenzie, 2004).

Os primeiros sistemas de TV desenvolvidos com tecnologia digital surgiram no início da década de 1990. Três principais sistemas foram implementados para a radiodifusão terrestre de televisão digital (DTV – *Digital Television*): o sistema americano ATSC (*Advanced Television Systems Committee*) (A/53, 2007), o sistema europeu DVB-T (*Digital Video Broadcasting - Terrestrial*) (ETSI, 2009) e o modelo japonês ISDB-T (*Integrated System Digital Broadcasting - Terrestrial*) (ARIB, 2001). Cada um possui diferentes características, mas todos compartilham a capacidade de envio de sinais de vídeo e áudio com alta qualidade.

Na Lei nº 9.472, de 16 de julho de 1997, o poder público demonstra a consciência sobre a escassez do espectro de radiofrequências conforme disposto em seu artigo 157: “o espectro de radiofrequências é um recurso limitado, constituindo-se em bem público, administrado pela Agência Nacional de Telecomunicações”. Nessa mesma lei, em seu artigo 19, o texto indica como competência da ANATEL a adoção das medidas necessárias para o atendimento do interesse público e o desenvolvimento das telecomunicações brasileiras, e, especialmente, administrar o espectro de radiofrequências. No artigo 160 indica-se que a ANATEL regulará a utilização eficiente e adequada do espectro (BRASIL, 1997).

Por meio da Consulta Pública nº 65 de 27 de julho de 1998, cujos procedimentos foram aprovados pela Resolução nº 69 de 23 de novembro deste mesmo ano, a ANATEL iniciou os estudos de viabilidade para sistemas de TV Digital, estabelecendo procedimentos para expedição de autorização para realização de experimentos com sistemas de DTV, bem como fixando as condições de sua execução (ANATEL, 1998). Desta forma, evidências práticas foram analisadas a fim de comparar e indicar vantagens e desvantagens técnicas dos principais padrões de TV Digital desenvolvidos naquela época no mundo. A Consulta

Pública nº 237, de 2 de junho de 2000, tornou público para comentários, o Relatório Final sobre Testes em Sistemas de Televisão Digital – Segunda Parte, desenvolvido e coordenado pelo Grupo Técnico ABERT/SET de Televisão Digital. (ANATEL, 2000).

Apesar de ainda existirem disponíveis 12 canais em VHF (canais 2 ao 13) e 44 canais em UHF (canais 14 ao 59, excetuando o canal 37) para radiodifusão aberta de áudio e vídeo, verifica-se nas regiões metropolitanas uma grande dificuldade para criação de novos canais devido às interferências mútuas que seriam provocadas entre os então novos canais e os canais já existentes. (ANATEL, 2001).

Ainda em 1998, uma universidade paulista, através de um convênio com a Associação Brasileira de Emissoras de Rádio e Televisão (ABERT) e a Sociedade Brasileira de Engenharia de Televisão (SET), iniciou testes com os sistemas ATSC, DVB-T e ISDB-T visando fornecer pareceres técnicos ao governo, na possibilidade de uma futura adoção (Revista Mackenzie, 2004). Ao final dos testes ficou constatado que um sistema com múltiplas portadoras, como aquele utilizado nos sistemas europeu e japonês, é tecnicamente melhor e responde de forma mais adequada às condições brasileiras que o sistema utilizado pelos americanos. Os testes concluíram ainda que o sistema ISDB-T apresenta maior flexibilidade e superioridade técnica em relação ao sistema DVB-T.

Em resposta a tais resultados, pesquisadores de institutos de pesquisa (FEEC, 2002), representantes do ATSC (Graves, 2002) e de fabricantes de equipamentos (Lewis, 2002) apresentaram críticas sobre alguns aspectos, julgando que os procedimentos, a quantidade e o critério de escolhas dos pontos de teste, entre outros, privilegiavam os sistemas COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) em detrimento do sistema 8VSB. Em 2003, a Universidade Mackenzie novamente realizou testes, porém com uma nova geração de receptores com o intuito de avaliar a evolução técnica dos três sistemas (Revista Mackenzie, 2004).

Nestes novos testes mostrou-se que o sistema ATSC apresentou uma melhoria de desempenho, com maior robustez contra pós-ecos e efeito Doppler, principalmente devido à evolução dos equalizadores. Entretanto, o aumento da robustez não foi significativo para pré-ecos, mantendo a curva de equalização assimétrica com relação à robustez contra pós-ecos. Os testes indicaram ainda que, apesar dos avanços significativos das gerações de

receptores, o ATSC ainda continuava inadequado ao cenário brasileiro. As aferições nos receptores dos sistemas DVB-T e ISDB-T mostraram ainda melhoria do desempenho de ambos. Como conclusão, verificou-se que o sistema japonês continuou superior ao sistema europeu.

Em setembro de 2003 foi instituído o grupo de trabalho interministerial para avaliar propostas, propor diretrizes e coordenar o processo de implantação do Sistema Brasileiro de TV Digital (SBTVD). Em 27 de novembro deste mesmo ano foi decretada a criação do comitê de desenvolvimento do SBTVD com atribuições de coordenação, controle e acompanhamento das ações e o desenvolvimento das pesquisas do segmento. Em 2004, chamadas públicas foram realizadas para eleger consórcios de instituições de pesquisa capazes de contribuir com propostas de novas abordagens tecnológicas passíveis de adoção na implantação do SBTVD. As áreas e temas definidos como prioritários foram: camada de interatividade, codificação de sinais de fonte, *middleware*, serviços, aplicações e conteúdos, transmissão e recepção, codificação de canal, modulação e, por fim, camada de transporte.

De acordo com o decreto nº 4.901, de 26 de novembro de 2003, que instituiu o SBTVD, especificamente em seu inciso VIII, do artigo 1º, este novo sistema deveria ter como uma de suas premissas “aperfeiçoar o uso do espectro de radiofrequências.” (BRASIL, 2003). Notou-se assim a importância dada pelo governo brasileiro na instituição do SBTVD, dada a sua abrangência e importância das entidades envolvidas no Comitê de Desenvolvimento, diretamente vinculado à Presidência da República, no Comitê Consultivo e no Grupo Gestor.

O artigo 4º do Decreto nº 4.901 dispõe que o Comitê de Desenvolvimento do SBTVD será composto por representantes de variados órgãos, como o Ministério das Comunicações, que o presidirá, Ciência e Tecnologia, Cultura, Educação, Planejamento, entre outros. Dado o caráter multidisciplinar e a alta relevância do assunto para toda a sociedade brasileira, o governo motivou-se em reunir entidades de diferentes representações, reforçado pelo fato da TV ser um recurso com alta taxa de penetração no Brasil.

Contratado pela ANATEL, o CPqD realizou um levantamento de factibilidade para canais de TV Digital em todo o território nacional. Neste planejamento foram elencadas 1893 canais em 290 municípios (ANATEL, 2005b). Como premissa de planejamento, optou-se por adotar o reuso de frequência somente na impossibilidade de viabilização de canais nas

faixas preferenciais. Neste planejamento foram apresentados dois cenários: um para o caso do Brasil escolher um padrão que permitisse o reuso de canais e outro para o caso de não haver a possibilidade de reuso de canais. (Pessoa *et. al*, 2003).

No levantamento citado, alguns aspectos de planejamento da DTV no Brasil tiveram destaque: a TV Digital irá substituir a TV analógica existente, utilizando as faixas de VHF e UHF e durante uma fase inicial, denominada Fase de Transição, havendo convivência de canais analógicos e digitais. Após a desativação dos canais de TV analógica existentes, dar-se-á início à Fase Digital, caracterizada pela utilização de canais digitais, unicamente. O principal objetivo do planejamento de canais de TV Digital é garantir a replicação das coberturas das estações de TV analógicas, sempre que tecnicamente possível e os critérios técnicos adotados para o planejamento devem ser aplicáveis a todos os sistemas testados. Em um primeiro momento da adoção da DTV, realizar-se-á o planejamento de canais para localidades atendidas atualmente por, pelo menos, uma geradora ativa. Nessas localidades, seriam viabilizados canais somente para as geradoras e retransmissoras ativas. Posteriormente, seriam tratadas outras localidades brasileiras, com população superior a 100.000 habitantes ou situadas em regiões com alto congestionamento do espectro radioelétrico, atualmente atendidas por, pelo menos, uma retransmissora ativa.

No início de 2006, diversas instituições de pesquisa apresentaram expressivas contribuições com suas propostas e projetos. No dia 29 de junho de 2006 foi então homologado que o SBTVD optaria pelo padrão ISDB-T, incorporando inovações tecnológicas aprovadas pelo comitê de desenvolvimento. Dentre as inovações a serem incorporadas duas tiveram destaque e foram incluídas ao sistema: o *middleware* nacional (EBU, 2005) e a codificação de sinais de fonte (ABNT, 2007). O *middleware* brasileiro, denominado Ginga, é fundamentado em duas linguagens: uma declarativa chamada Ginga NCL (*Nested Context Language*) e outra procedural chamada Ginga-J (Ginga, 2011; ABNT, 2008). Com relação à codificação de sinais de fonte, o grupo responsável propôs o uso do padrão de codificação H.264 (ISO/IEC, 2005). Com estas incorporações, o sistema adotado no Brasil passou a ser chamado de ISDB-T_B (*Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial Brazil*).

O Decreto nº 5.820, em seu Art. 6º, dispõe que o SBTVD viabilizará transmissão digital de áudio e vídeo em alta definição, transmissão digital em definição padrão, transmissão digital simultânea para recepção fixa, móvel e portátil e, ainda, deve ser compatível com recursos

de interatividade. Cabe salientar a dificuldade de se atender simultaneamente a todos os requisitos impostos pela regulamentação e, paralelamente, utilizar técnicas que possam otimizar o uso do espectro.

O desafio de planejamento de DTV foi agravado pela determinação do Art. 12 do Decreto nº 5.820, que indica que nos municípios onde forem viabilizados canais de TV Digital para outras emissoras, dever-se-á também realizar a inclusão de mais quatro canais de 6 MHz para exploração do governo (BRASIL, 2006). Isso implica na necessidade de uma reformulação do PBTVD dado que foram abertos canais de TV Digital em 290 municípios no Brasil. (PESSOA *et. al*, 2003).

Quanto à fase de transição analógica-digital, ficou determinado que as atuais emissoras têm o direito assegurado de receber um canal com a mesma largura de banda que o canal analógico (6MHz), sem a necessidade de devolução do canal que já ocupam com a transmissão analógica. A situação de transição, conhecida como *simulcast*, perdurará por 10 anos a partir da data de publicação do Decreto nº 5.820 e protege a população, principalmente a de baixa renda, que não será obrigada a comprar, imediatamente, conversores digitais ou televisões já com o padrão definido. (BRASIL, 2006).

Em junho de 2007 foram realizadas as primeiras transmissões experimentais do então adotado padrão ISDB-T_B na cidade de São Paulo. No dia 2 de dezembro de 2007 foram iniciadas as transmissões comerciais. Desde o dia 15 de setembro de 2009, o sinal de TV Digital está presente em vinte e quatro cidades e disponível para quase 100 milhões de brasileiros. Com o intuito de estimular a compatibilidade no continente, o Brasil tem realizado esforços para que outros países da América Latina adotem o ISDB-T_B. Em 14 de setembro de 2009, o governo peruano assinou um acordo de cooperação técnica com o governo brasileiro e adotou o padrão. Posteriormente, Argentina (TelaViva, 2010-1) e Chile (TelaViva, 2010-2) também anunciaram a adesão ao sistema ISDB-T_B.

Os permanentes esforços de engenharia, sintetizados nos documentos regulatórios e pesquisas direcionadas indicam a clara necessidade e a obrigação do uso de técnicas que aumentem a eficiência do uso do espectro. A responsabilidade sobre a gestão deste importante e valioso recurso é da ANATEL, que se depara com a crescente demanda por diversidade de programação e exige que as políticas de uso do espectro tenham caráter

preventivo, no sentido de não tornarem o potencial do espectro um limitante para o desenvolvimento econômico e social.

1.4 - DEMANDA PELA ALTA DEFINIÇÃO

Dentre os cinco sentidos humanos, o que mais captura informações do ambiente é a visão. Sua realidade é moldada em termos de cenários e imagens, formas e contrastes, que posteriormente são processados e interpretados. Cerca de três quartos da quantidade de informação que ingressa instantaneamente em nosso cérebro é de natureza puramente visual, posteriormente interpretada, respondida e armazenada na forma de memória, gerando respostas, reações e sentimentos. Nosso cérebro cria um cenário visual da realidade que nos cerca, que depois é enriquecida com elementos auditivos, táteis, olfativos, psicológicos e emocionais, gerando aquilo que chamamos realidade.

Dado o histórico da sociedade humana, que cria sua cultura a partir da convergência de sensações e opiniões, a televisão toma um papel de extrema importância na criação e difusão de informações que podem vir a se tornar uma nova realidade para todos os seus seguidores. Ao se acrescentar mais detalhes em uma imagem, aumenta a quantidade de informações que o nosso cérebro irá processar em um dado momento e esse fato afeta diretamente o potencial de influência da televisão em nossa percepção. Fundamentalmente, o sistema de TV baseia-se na amostragem temporal e espacial. Na temporal, o movimento é dividido em quadros ou *frames* de imagens sequenciais ao longo do tempo e, na amostragem espacial, cada imagem sofre uma varredura em linhas horizontais, ao longo das quais é feita a escala de luminosidade de uma determinada cena. O sinal resultante no tempo, proporcional à luminosidade de cada ponto da linha espacial, forma o sinal de vídeo.

A acuidade visual humana é da ordem de 1 minuto de grau, e assim, uma imagem poderia ser representada por um conjunto de aproximadamente 480 por 640 elementos de imagem ou pixels (*picture elements*); como visto na Figura 1.3. A frequência de apresentação das imagens de forma sequencial para que se possa ter a sensação clara de movimento e evitar a sensação de cintilação, ou flutuação de luminosidade da imagem deve ser superior a 20 quadros por segundo, ou 20 Hz. No Brasil a primeira geração de televisores adotou o formato de 60 imagens por segundo ou 60 Hz.

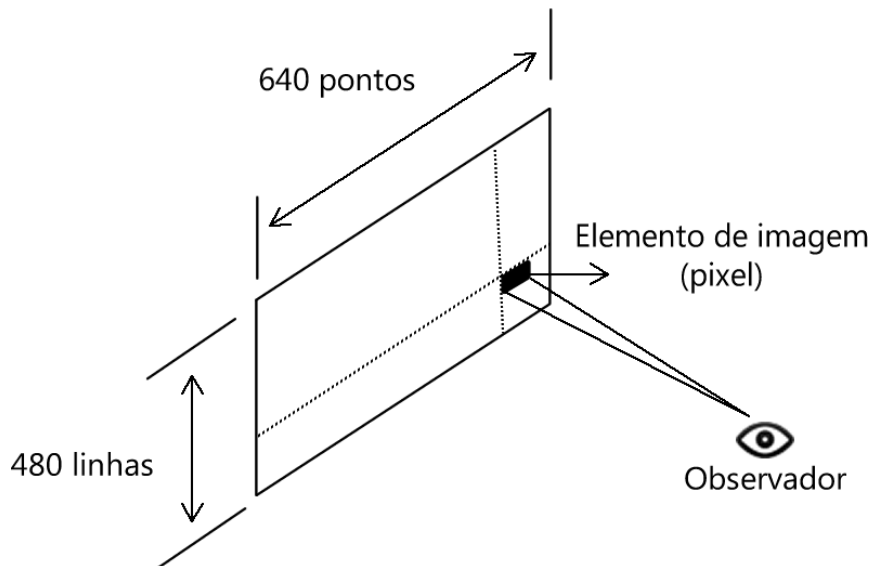


Figura 1.3 – Resolução de imagem dos primeiros televisores.

Com o avanço das tecnologias de vídeo, novos conceitos foram surgindo e, dentre eles, o conceito de alta definição que está relacionado ao sistema *Hi-Vision* japonês, capaz de proporcionar uma nova experiência visual ao telespectador ao tentar se aproximar da experiência sentida diante da tela larga do cinema. Isso levou à adoção de uma imagem com proporções de 16 por 9 (16:9), dimensionada para visualização sob um ângulo horizontal de 30 graus, que se chamou *Hi-Vision*. Este formato, que hoje é conhecido como HDTV (*High Definition Television*) ou TV de alta definição, aproveita melhor o material cinematográfico disponível nesta proporção e abrange parte do campo de visão periférica do observador completando o ângulo visual aproximado de 10 graus da TV convencional, que cobre a chamada visão central do observador. Assim, a visão central, mais sensível a detalhes e cores, foi complementada com a visão periférica que possui maior sensibilidade ao movimento e contribui também para a sensação de equilíbrio. O formato para HDTV foi padronizado em 1080 linhas por 1920 pixels, com a proporção de 16:9, como ilustrado na Figura 1.4.

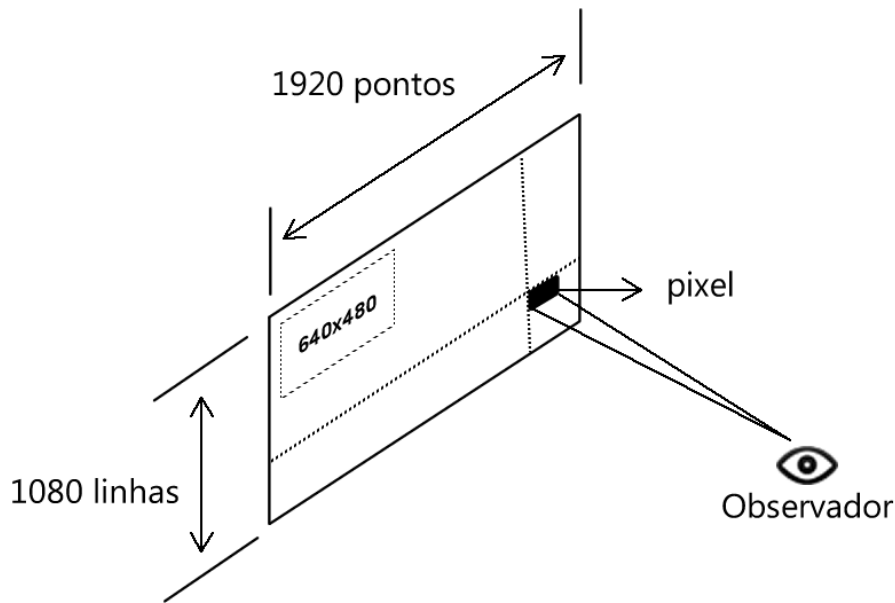


Figura 1.4 – Resolução de TV em HD com proporção 16:9.

O conceito de resolução visual do formato HDTV é o mesmo da TV convencional, em que cada elemento de imagem ocupa um ângulo de 1 minuto de grau, sendo que a diferença entre os dois formatos é essencialmente o maior ângulo de visualização da imagem, que é de 30 graus na horizontal para o formato HDTV. Convém lembrar que a proporção 16:9 também foi escolhida por manter compatibilidade com a proporção 4:3, dimensionamento original dos primeiros aparelhos de TV.

O aumento significativo de elementos de imagem, ou pixels, por unidade de área cria uma nova perspectiva visual de uma mesma cena. Detalhes antes impossíveis de serem notados são muito bem definidos na resolução HD. Essa melhoria atrai a atenção dos telespectadores e dá às operadoras de TV uma nova oportunidade de explorar melhor suas transmissões. Uma analogia simples para a constante busca na melhoria da qualidade das imagens está também nas máquinas fotográficas, que aumentam a cada dia a quantidade de pontos por unidade de área na formação da imagem, trazendo mais nitidez e vivacidade às fotos. A Figura 1.5 dá uma amostra de uma mesma imagem com diferentes resoluções, partindo de uma amostra em alta resolução (mais à esquerda) para uma de menor resolução (mais à direita).

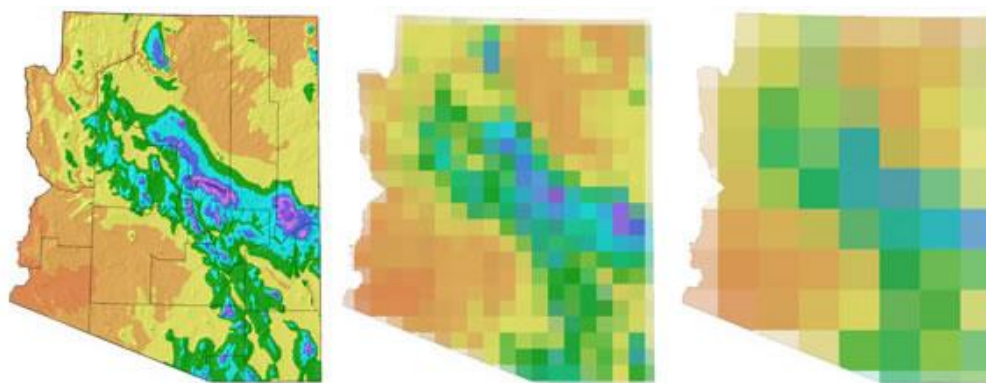


Figura 1.5 – Redução da nitidez com a diminuição da quantidade de pixels.

Assim como houve a evolução do rádio para TV, da TV preto-e-branco para a TV colorida, é fato a transição da TV analógica para o HDTV digital. O consumidor sempre procura por melhor qualidade, independente da classe social a que pertence e, embora o país ainda não tenha uma cobertura total de TV digital, nota-se que as vendas dos aparelhos de TV de plasma, LCD (*Liquid Crystal Display*) e LED (*Light-Emitting Diode*) aumentam vertiginosamente, numa demonstração clara de que o telespectador está atento e receptivo às novidades que tragam benefícios.

O custo desse tipo de tecnologia ainda é um fator limitante, porém com o crescente aumento da classe média no Brasil, o aumento da capacidade de consumo e crédito, além da produção dos aparelhos compatíveis em larga escala, tem-se em médio prazo uma boa perspectiva para a completa adoção dos novos televisores com HDTV. Na última década, mais de 39 milhões de pessoas entraram na classe média (SAE, 2010) e os fabricantes de aparelhos eletrônicos sabem explorar muito bem este fato, criando novas possibilidades e categorias de produtos para atender ao novo mercado que se forma.

Entre alguns dos benefícios esperados, além da qualidade de imagem e som, destaca-se a grande capacidade bidirecional de intercâmbio de dados multimídia. Essa reciprocidade possibilitará um relacionamento mais sensível, personalizado e intuitivo entre o usuário e a TV, dando um perfil mais individual ao acesso à informação, além da integração de multisserviços, como a automação doméstica, segurança, telejogos, governo eletrônico, tele-educação, telemedicina, telecomércio, dentre outras possibilidades. A integração da HDTV com outros meios de comunicação, como a telefonia, por exemplo, vai abrir uma vasta gama

de possíveis aplicações interativas relacionadas à saúde, educação, serviços do governo, serviços bancários, entretenimento interativo e internet em geral.

Diante do cenário apresentado, é evidente a existência de três grandes oportunidades estruturais aproveitadas com a implantação do modelo de TV Digital aberta no Brasil: a inclusão social através da inclusão digital, a redefinição de um modelo de negócios em TV aberta em função da digitalização e o desenvolvimento de uma indústria eletroeletrônica nacional consistente e capaz de atender às demandas dos novos serviços.

2 - CENÁRIO DE TRANSMISSÃO

2.1 - O CANAL DE PROPAGAÇÃO

O processo básico de comunicação pode ser sintetizado em três elementos fundamentais: o transmissor, o canal e o receptor, como se observa na Figura 2.1. Em sistemas sem fio, o sinal, que contém a informação a ser transmitida é inicialmente processado e depois irradiado no canal rádio-móvel pelo sistema de transmissão. Esse canal atua como um filtro e atenuador, cuja representação é feita por meio de uma função de transferência e depende do caminho de propagação do sinal, que modifica o modifica ao longo do percurso e cria a percepção de um sinal atenuado no sistema de recepção.

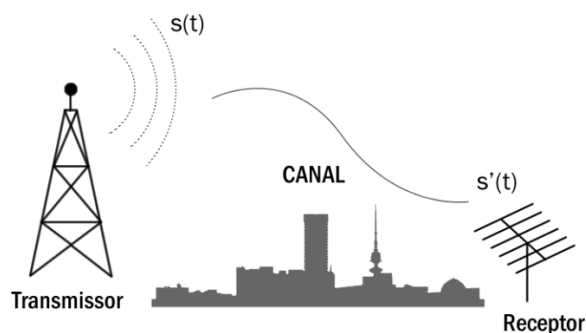


Figura 2.1 – Elementos básicos de comunicação

A energia irradiada a partir da antena transmissora pode alcançar a antena receptora através de vários caminhos de propagação possíveis, como ilustrado na Figura 2.2. Para sinais VHF e UHF, a onda de espaço - que é composta pela onda direta, ondas refletidas, e as ondas na troposfera - é a mais importante. Como o próprio nome indica, a onda direta percorre o caminho mais curto, em linha reta, a partir do transmissor para o receptor. Ondas refletidas chegam ao receptor depois de serem refletidas a partir da superfície da Terra e outros objetos refletoras. Ondas na troposfera são refletidas (e refratadas) com mudanças abruptas na constante dielétrica da baixa atmosfera (<10 km) e podem se propagar além do horizonte. Alguma energia remanescente pode também ser recebida além do horizonte como um resultado da difração em torno da superfície aproximadamente esférica da Terra, além de outros obstáculos. Adicionalmente aos diferentes percursos possíveis de propagação e variações espaciais, o modelo de propagação deve levar em conta as variações de tempo no nível de sinal, chamado de desvanecimento.

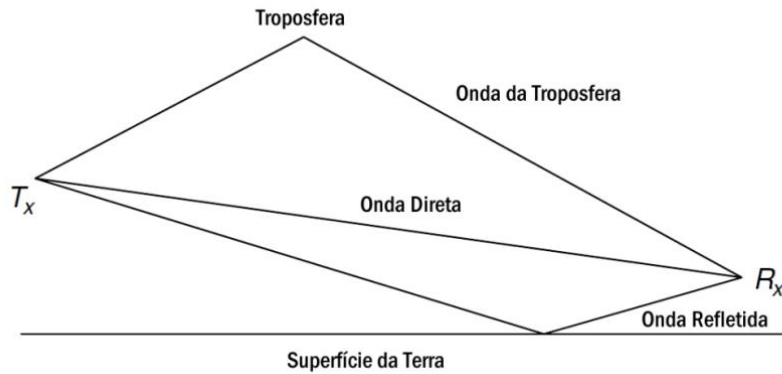


Figura 2.2 – Caminhos de propagação afetando a propagação do sinal.

As propriedades do canal rádio-móvel variam constantemente no tempo e no espaço, dando-lhe um aspecto dinâmico. Isso se deve tanto ao movimento do receptor móvel quanto à ação de obstáculos, fixos e móveis, que interagem com o sinal enviado pelo transmissor, criando diferentes caminhos de propagação para o sinal; o que gera diferentes atrasos e ângulos de chegada do sinal no equipamento receptor. Esse fenômeno é referenciado como múltiplos percursos ou multipercurso. A propagação no canal pode ser explicada em função de três mecanismos principais: a reflexão, a difração e o espalhamento (Rappaport, 2001).

A reflexão do sinal ocorre quando a onda eletromagnética propagada incide em um objeto que possui dimensões muito grandes, se comparada ao seu comprimento de onda. As reflexões ocorrem, por exemplo, na superfície da Terra, em prédios, paredes e etc.

A difração ocorre quando há entre o transmissor e o receptor um obstáculo que possua em sua superfície extremidades proeminentes. As ondas modificadas resultantes da colisão com as extremidades obstruintes estão presentes em todo o espaço, mesmo atrás do próprio obstáculo, independente de existir ou não linha de visada direta entre o transmissor e o receptor. Fisicamente, o fenômeno da difração é explicado pelo princípio de Huygens (Rappaport, 2001), a partir da constatação de que quando pontos de uma abertura ou de um obstáculo são interceptados por uma frente de onda, estes pontos se tornam fontes de ondas secundárias, que mudam a direção de propagação da onda principal, margeando o obstáculo.

Em altas frequências, como na faixa de UHF, a difração e a reflexão dependem da forma geométrica do objeto, além da amplitude, fase e polarização da onda incidente no ponto de difração.

O espalhamento do sinal ocorre quando o meio em que a onda se propaga é constituído de objetos que são pequenos, quando comparados ao seu comprimento de onda, e a quantidade de objetos por unidade de volume do meio é grande. Ondas espalhadas são produzidas geralmente por superfícies ásperas, pequenos objetos ou outras irregularidades de menor dimensão espacial presentes no canal. Podemos elencar a cobertura vegetal, placas de trânsito e postes de iluminação como agentes que induzem o espalhamento em um sistema de comunicação móvel. Assim, obstáculos encontrados em um ambiente urbano possuem grande relevância na análise de sistemas que operam em UHF, já que os comprimentos de onda nesta faixa de frequências variam de 10 cm (3 GHz) a 1 m (300 MHz), fazendo desses obstáculos superfícies refletoras, difractoras ou espalhadoras, dependendo das suas dimensões, distribuição no ambiente e do ângulo e fase de incidência da onda eletromagnética (Rappaport, 2001).

A análise comumente usada para modelar o canal rádio-móvel e seu provável comportamento é obtida por meio de um levantamento estatístico da função de transferência do canal com a finalidade de se inferir nas distribuições de probabilidade dos elementos deste que influenciam a propagação do sinal.

Uma das métricas de desvanecimento (Sklar, 1997) é a perda média no percurso de propagação. Esse fator de atenuação é uma consequência direta da queda de potência verificada com o afastamento da estação transmissora. Isto se deve à dispersão da energia irradiada no espaço. O desvanecimento se apresenta de duas formas:

- Desvanecimento lento: observado em propagações ao longo de grandes distâncias, suficiente para produzir variações do sinal entre o transmissor e o receptor. Esse efeito é provocado por grandes obstruções de larga escala, como picos e montanhas, posicionados entre a estação transmissora e a estação móvel (Yacoub, 1993). Essa métrica também é conhecida como desvanecimento de larga escala, sombreamento ou desvanecimento log-normal.
- Desvanecimento rápido: São variações na intensidade do sinal de curta duração, causadas pelo efeito do multipercurso de propagação do sinal, também conhecido como desvanecimento de pequena escala. São gerados por obstáculos,

tipicamente urbanos, como superfícies de prédios, no percurso de propagação (Parsons, 2000). A Figura 2.3 ilustra esse tipo de flutuação do sinal.

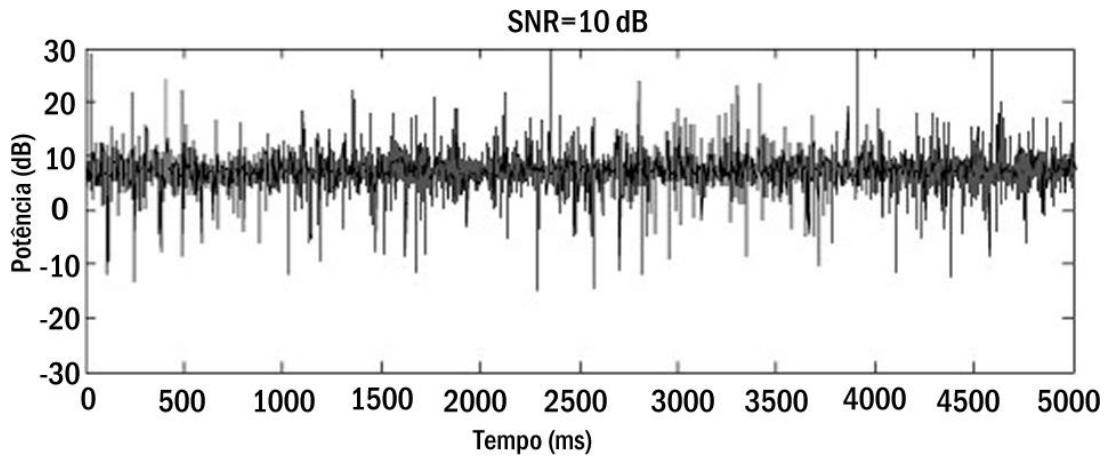


Figura 2.3 – Desvanecimento rápido.

Assim, ao longo do caminho de propagação o sinal transmitido perde potência devido a três fatores: primeiramente pela perda média, que depende basicamente da distância entre a estação base transmissora e o receptor móvel, depois pelo desvanecimento lento ou de larga escala, ocasionado pelas grandes obstruções e, por último, pelo desvanecimento rápido ou de pequena escala ocasionado pelos espalhadores locais próximos ao sistema de recepção.

A maioria dos aspectos de propagação de sinais de TV digital é idêntica aos seus homólogos analógicos. No entanto, uma notável diferença é a largura de banda do sinal. A largura de banda é dada pela medida da faixa de frequência, em hertz, de um sistema ou sinal. Esse é um conceito fundamental em diversos campos de conhecimento, incluindo teoria da informação, rádio, processamento de sinais, eletrônica e espectroscopia. Em comunicação via rádio, ela corresponde à faixa de frequência ocupada pelo sinal modulado. Em eletrônica, normalmente corresponde à faixa de frequência na qual um sistema tem uma resposta em frequência aproximadamente plana (ou variação inferior a 3 dB). Tratando-se de sinais analógicos, a largura de banda é a largura da faixa de frequência para qual a Transformada de Fourier (Oppenheim e Schaffer, 1999) do sinal é maior do que um limiar mínimo. Esse limiar normalmente é estendido considerando um certo desvio de amplitude, tipicamente de 3 dB em relação ao pico, como visto na Figura 2.4.

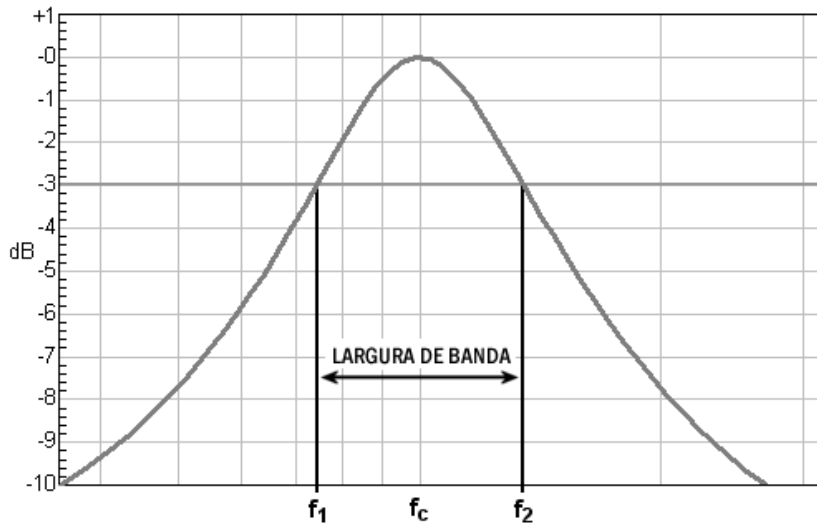


Figura 2.4 – Largura de banda de um sinal com frequência central f_c . (Wikipedia, 2012)

Por abrigar um largo espectro contínuo, a televisão digital traz preocupação especial com o efeito do multipercurso na resposta em frequência do canal e as interferências. Em geral, o principal efeito interferente contabilizado pelo multipercurso é o espalhamento de atrasos (do inglês: *delay spread*), que pode ser interpretado como a diferença entre o tempo de chegada da primeira componente significativa do sinal propagado em múltiplas trajetórias (tipicamente o componente de visada direta) e o tempo de chegada da última componente do mesmo percurso. O correto tratamento dos sinais, no que se refere à sincronização, toma então aspecto crítico, visto que os receptores recebem múltiplas cópias da mesma informação, porém com variações de tempo entre si, podendo se tornar interferentes mutuamente.

As pesquisas, melhorias e considerações sobre os aspectos de propagação de TV digital dão uma oportunidade para rever os fatores que afetam o canal terrestre, comparar conceitos teóricos com medições reais e avaliar a eficácia de vários métodos de predição, além das tecnologias de modulação do sinal para melhor aproveitamento do espectro de frequências e radiação de energia.

2.1.1 - A modulação OFDM

Com a adoção de técnicas digitais os sistemas de comunicação via rádio puderam evoluir de sistemas de portadora única SCM (*Single Carrier Modulation*) para sistemas MCM

(*Multiple Carrier Modulation*). Em SCM os símbolos digitais são transmitidos de forma serial, o que faz da duração da janela temporal, associada a cada símbolo, muito pequena para altas taxas de transmissão de dados. Já usando MCM, cada símbolo pode ter seu período de transmissão acrescido, sendo maior que a duração dos distúrbios de ruído, inclusive podendo ser maior que o intervalo de dispersão do próprio canal.

A evolução da família de siglas FDM (*Frequency Division Multiplexing*) marcou profundamente as telecomunicações, e teve um rápido desenvolvimento após a década de 40 (Rappaport, 2001). O FDM é uma técnica de multiplexação em frequência para a transmissão de múltiplos canais, ou seja, neste sistema é utilizada uma banda de frequência sensivelmente maior que a necessária para cada canal individual. O conjunto de canais que ocupam esta banda possui, individualmente, sua própria portadora, que se sobrepõe no tempo, mas pode ser recuperada por não se sobreporem em frequência. Cabe salientar que, nesse caso, existem diversas portadoras transmitindo em múltiplos canais, e assim o conjunto pode ser classificado como sistema de transmissão multiportadoras. Essa técnica tem sido empregada desde a década de 50 em telefonia analógica para a transmissão de um grande número de canais via satélite ou por microondas.

O OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é uma variação melhorada do FDM na qual as portadoras são ortogonais entre si, podendo assim, ser recuperadas distintamente, mesmo na ocorrência de sobreposição em frequência (Chiquito, et al. 1997). Convém lembrar que no FDM, usado na telefonia, cada portadora representa um canal telefônico independente dos demais. Já ao se usar OFDM, os dados digitais do mesmo sinal são transmitidos por meio de diversas portadoras moduladas formando o símbolo. Uma das evoluções dadas pelo OFDM com a sobreposição de portadoras é a economia de banda, como mostrado na Figura 2.5. Na ilustração, B representa a banda total ocupada pelo canal e R é o intervalo ocupado por cada portadora no domínio da frequência f . Com o aumento do número de portadoras N , a modulação OFDM tende a ocupar menos banda.

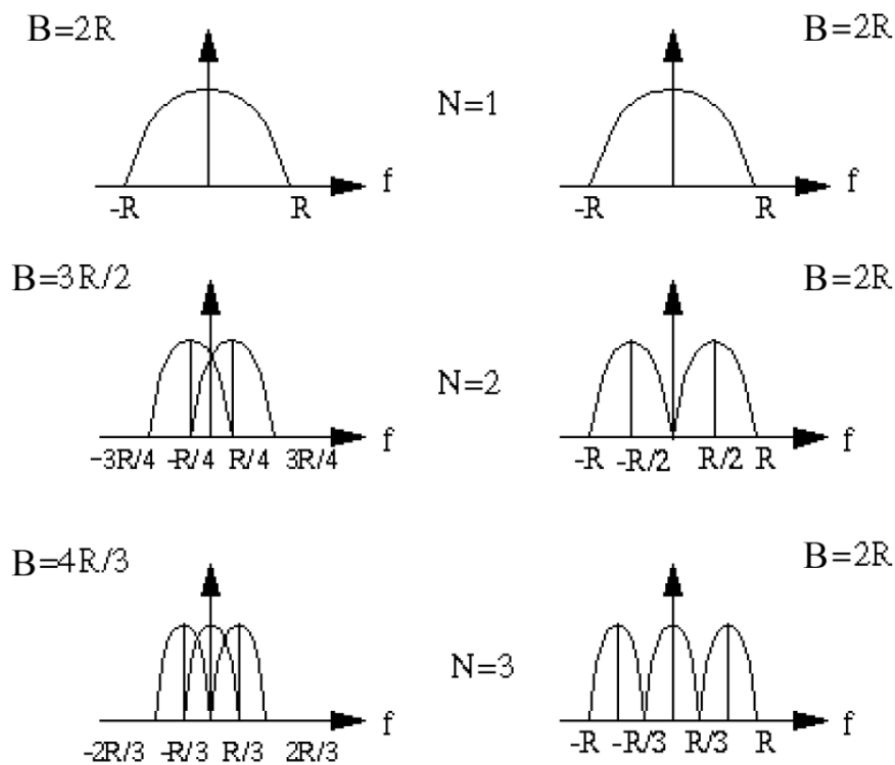


Figura 2.5 - Multiportadora ortogonal comparada à multiportadora convencional.
(Lacinet, 2012)

Ainda tomando o exemplo da telefonia convencional, em que cada portadora exige um modulador, um demodulador e os filtros que evitam interferência entre canais, fica claro que o FDM não poderia ser utilizada para a transmissão de TV digital de alta definição, visto que seriam necessárias milhares de portadoras para transmitir o sinal. Entretanto, a solução foi alcançada quando, em princípio, Chang (Chang, 1996) demonstrou ser possível a transmissão de vários canais limitados em banda sem que haja interferência entre portadoras ICI (*Inter Carrier Interference*) e interferência entre símbolos ISI (*Inter Symbol Interference*).

A seguir, atestaram-se as propriedades da Transformada Discreta de Fourier (DFT - *Discrete Fourier Transform*) e sua variante inversa IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*), que melhoraram o desempenho da modulação e da demodulação (Weinstein, 1971). Nesse estudo, a fim de se evitar a ICI e ISI, foi utilizado um intervalo vazio entre os símbolos, sendo denominado “espaço de guarda” e, hoje, “intervalo de guarda”. A ortogonalidade ainda não estava perfeita; condição que foi posteriormente alcançada por Ruiz e Peled (Peled

e Ruiz, 1980) ao introduzir o conceito de prefixo cíclico, ou extensão cíclica. A Figura 2.6 ilustra um símbolo OFDM com tempo total T_s , tempo útil T_u e intervalo de guarda T_g e o conceito de replicação da informação de forma cíclica (Rebhan e Zander, 1993).

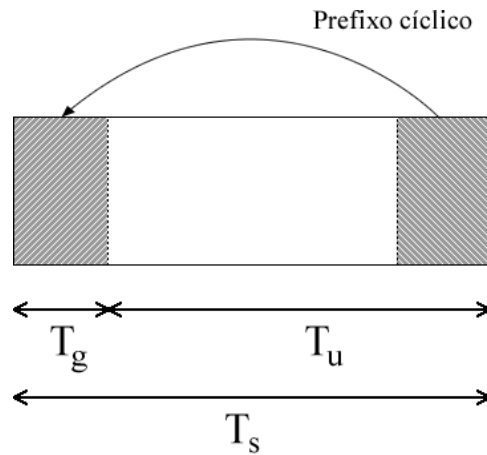


Figura 2.6 – Prefixo cíclico do sinal OFDM.

Uma vez resolvido o problema da ortogonalidade, viabilizou-se o uso de milhares de portadoras, já que utilizando os recursos da Transformada de Fourier é possível gerar e modular todas as portadoras de forma simultânea. Logo, na recepção não há a necessidade de se filtrar as portadoras para sua recuperação, sendo utilizada em seu lugar uma amostra do sinal recebido para aplicação da DFT. Um esquema simplificado da modulação e demodulação do sinal OFDM é ilustrada na Figura 2.7.

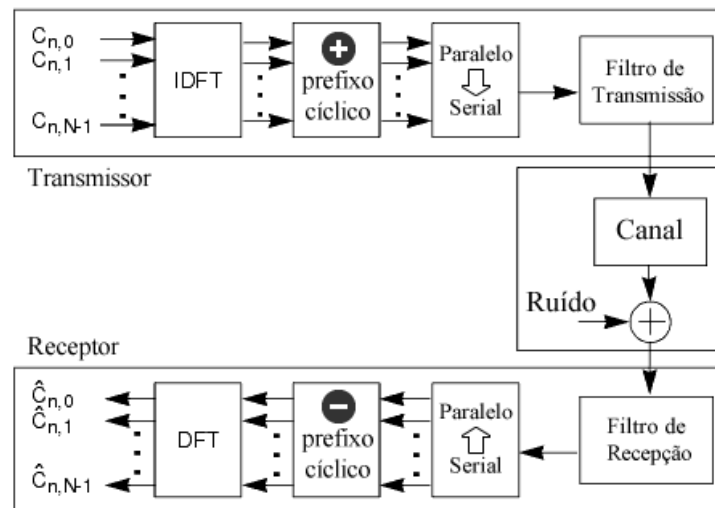


Figura 2.7 – Esquema simplificado da transmissão e recepção usando OFDM.

(Lacinet, 2012)

Quando comparadas à técnica de modulação com portadora única, muito sensível a ruídos impulsivos, desvanecimento seletivo e ecos causados por múltiplos percursos, as técnicas de multiportadoras são praticamente imunes a estes fenômenos, se os efeitos atenuantes apresentarem uma duração no tempo menor que a duração da transmissão de cada símbolo. Como não existe perfeição absoluta no canal real, as técnicas multiportadoras OFDM são sensíveis a interferências senoidais, erros de fase e de frequência.

A tecnologia OFDM está sendo usada em sistemas de TV Digital DVB-T, DMB-T (*Digital Multimedia Broadcasting Terrestrial*), ISDB-T, entre outras aplicações como o DAB (*Digital Audio Broadcasting*), ADSL (*Assymetric Digital Subscriber Line*) e padrões de redes *wireless* como o IEEE 802.11, entre outros (Rappaport, 2001).

Com o OFDM é possível modular um fluxo de informação com alta taxa de bits através de um grande número de portadoras ortogonais de banda estreita, igualmente espaçadas, produzindo taxas de bits menores em cada subportadora. A representação matemática do sinal OFDM resultante é dada por (Rappaport, 2001):

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_c-1} a_k^{(j)} g_k(t - jT_u), \quad (2.1)$$

em que $g_k(t)$ é sempre assumido como um pulso regular de comprimento T_u , N_c é o número total de subportadoras, $a_k(j)$ é o símbolo de informação sobre a subportadora k durante o intervalo de bloco OFDM j ; T_u é a duração do símbolo OFDM.

$$g_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t}, & \text{para } 0 \leq t < T_u \\ 0, & \text{para outros casos} \end{cases}, \quad (2.2)$$

A aplicação da forma de pulso retangular permite que os símbolos de informação sejam minimamente separados em frequências, ou seja, $f_k = f_c + k/T_u$ é a frequência de cada portadora. Esta forma de pulso retangular é utilizada nos padrões DAB e DVB (ETSI, 1994; ETSI, 1996), mas formas de pulso tais como janela de Hamming e cosseno levantado podem ser empregados, como mostrado em (Malmgren, 1997). Entretanto, devido à mínima separação das portadoras, o esquema OFDM se torna sensível a erros de frequência e espalhamento Doppler (Malmgren, 1997).

A densidade espectral de potência $X_k(f)$ para cada portadora na frequência $f_k = f_c + k/T_u$ é definida pela Equação (2.3) e ilustrada na Figura 2.8.

$$X_k(f) = \left[\frac{\text{sen}(\pi.(f-f_k).T_u)}{\pi.(f-f_k).T_u} \right]^2, \quad (2.3)$$

Na modulação OFDM, as portadoras moduladas formam um conjunto ortogonal, com espaçamento de frequência proporcional ao período de símbolo útil. As portadoras são independentes entre si, apesar de seus espectros se sobreporem no domínio da frequência. A densidade espectral de potência global dos dados modulados em OFDM é a soma das densidades espectrais de potência de todas as portadoras.

Na presença de interferência inter-simbólica, causada por um canal com multipercursos, as propriedades de ortogonalidade entre os sinais não são mais asseguradas. Para contornar esse fato e eliminar a seletividade do canal, um intervalo de guarda de duração T_g é adicionado antes de cada sinal $g_k(t - jT_u)$, que então acomoda a interferência inter-simbólica, porém sacrificando uma parte da energia emitida. O sinal OFDM associado pode então ser reescrito como (Rappaport, 2001):

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_c-1} a_k^{(j)} g'_k(t - jT_s), \quad (2.4)$$

em que $T_s = T_u + T_g$ e a forma de pulso $g'_k(t)$ é dada por:

$$g'_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t}, & \text{para } -T_g \leq t < T_u \\ 0, & \text{para outros casos} \end{cases}, \quad (2.5)$$

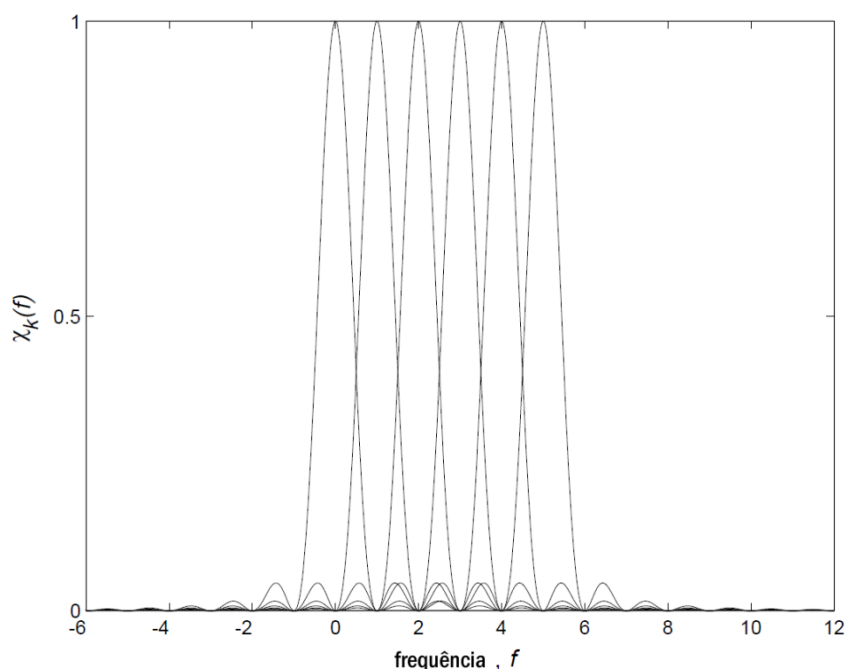


Figura 2.8 – Espectro para portadoras com $f_k = f_c + k/T_u$, $T_u = 1$ e $k = 0, \dots, 5$.

2.1.2 - Intensidade de sinal

As métricas de intensidade de sinal são fundamentais para todos os testes de transmissão de TV digital. No receptor, a potência do sinal recebido comparada à intensidade do ruído e interferências determina a satisfatoriedade da recepção.

Embora o conceito de potência tenha um aspecto simplista, é importante que seja definida claramente no que se refere à medição. Tanto a média quanto a potência de pico são importantes para a transmissão de TV digital. A potência média deve ser determinada em relação às perdas, bem como em relação à potência do sinal disponível no receptor. A potência média refere-se ao produto da tensão RMS (*Root Mean Square*) do sinal e a corrente, integrados ao longo da largura de banda do sinal modulado.

Uma vez que o fluxo de dados transmitidos é de natureza aleatória, a potência média só será constante se o cálculo da média considerar um intervalo de tempo suficientemente longo. Isto está em contraste com o sinal de televisão analógico, para o qual a média de energia varia de acordo com o conteúdo da informação transmitida.

Mesmo que a potência média seja utilizada para estabelecer a TPO (*Transmitter Power Output*), o ERP, e a relação CNR (*Carrier-to-Noise Ratio*), muitas vezes é desejável medir

também a potência de pico. Distorções não-lineares podem levar à degradação do desempenho do sistema. Isso na maioria das vezes se deve a uma sobrecarga eventual dentro do sistema e, nesse caso, a possibilidade de se medir a potência de pico é um artifício valioso para a solução de problemas. A potência de pico também deve ser determinada em relação à classificação dos componentes de transmissão.

Os picos dos sinais de RF são determinados estatisticamente pelos modelos aleatórios dos dados e da limitação de banda do sistema. Assim, os níveis de potência de pico devem ser descritos tanto por sua magnitude quanto pela porcentagem de tempo em que ocorrem (Sgrignoli, 1993). Analisando tais estatísticas, a potência de pico por pacote (PEP – *Peak Envelope Power*) pode ser definida como a potência média contida numa onda senoidal contínua, com amplitude de pico igual ao pico do sinal. Dessa forma, o PEP para um sinal de TVD é definido de forma similar ao modelo analógico. O contraste está nos picos regulares decorrentes dos impulsos de sincronização analógicos para uma amplitude constante, contra a ocorrência aleatória de picos digitais para amplitudes aleatórias. Costuma-se formular a potência de pico em relação à potência média e, normalmente, esta é uma relação logarítmica dada em decibéis.

Tendo-se que a potência de pico é de natureza estatística, a relação de potência pico-média é sempre apresentada na forma de uma função de distribuição cumulativa (CDF – *Cumulative Distribution Function*). Este é um conceito tomado da matemática das probabilidades que permite a descrição da frequência de ocorrência relativa (probabilidade) de um nível de pico de potência particular (variável aleatória). A potência do sinal de RF é amostrada em intervalos regulares e o nível de potência medido em cada intervalo é coletado em uma das muitas faixas incrementais ou “bins”. O número de vezes que o nível medido cai em um *bin* especial em relação ao número total de medições é computado para cada *bin* e tal relação pode ser representada como um histograma.

O histograma toma forma de um registro da frequência na qual uma faixa incremental de potências em particular é medida. Quando adequadamente construída, com incrementos de potência suficientemente pequenos e um grande número de medições, o histograma se aproxima de uma função de distribuição de probabilidade (PDF – *Probability Distribution Function*) (Hoos, 2005).

A probabilidade da razão de potência de pico-média ser superior a um determinado limiar é um parâmetro usual de interesse para projetistas de telecomunicações e engenheiros. Tal fator pode ser determinado a partir do CDF, que é obtido por integração da PDF a partir da máxima razão pico-média até um valor mínimo. As potências de pico e média são iguais em aproximadamente 50% do tempo. Com o crescimento da razão de potência pico-média, a frequência de ocorrência se aproxima do mínimo, mas nunca se torna zero. Um CDF típico para um sinal 8VSB é mostrado na Figura 2.9.

Em razão dessa dualidade de abordagens, uma variedade de instrumentos é utilizada para se aferir níveis de potência. Alguns destes medem unicamente a potência média, outros são capazes de medir a potência de pico, a partir da qual a potência média e as estatísticas relevantes são computadas. No estudo de TVD, os modelos de propagação predominantemente adotam a potência média. Para todos os casos, é importante que o dispositivo de medição forneça precisão e largura de banda suficientes ao longo dos intervalos de níveis de energia a serem medidos.

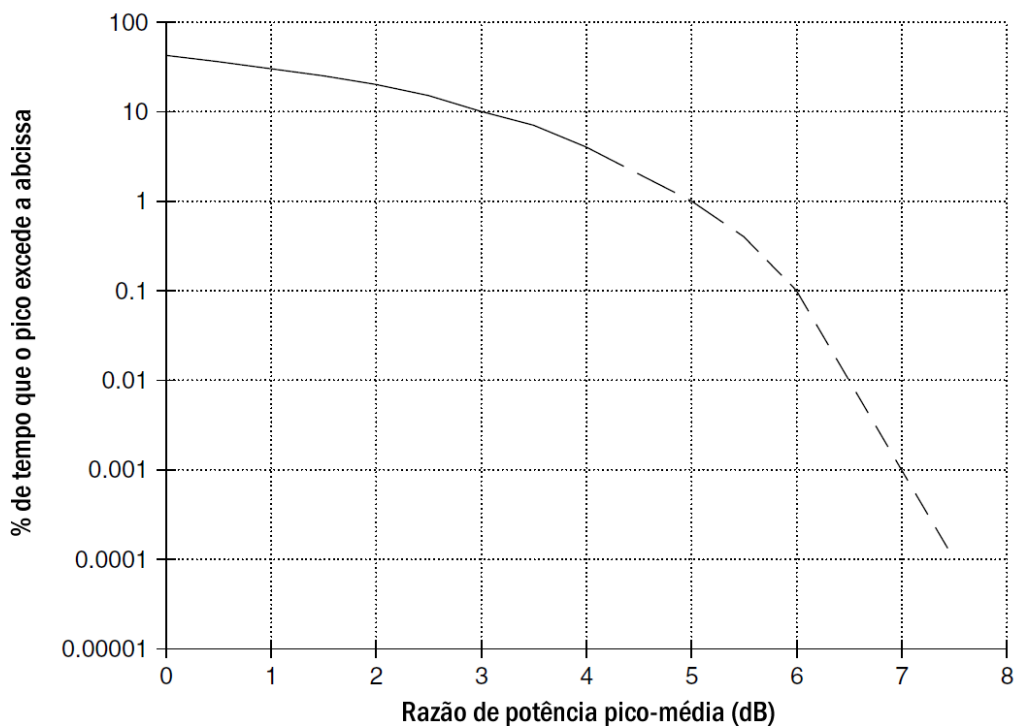


Figura 2.9 – CDF típica de um sinal 8VSB (Fonte: DTV Express Training Manual)

2.1.3 - Estimativas de intensidade de sinal

Visto que a maioria dos modelos de propagação fornece o valor mediano do sinal, cria-se a necessidade de se conhecer as estatísticas do sinal para então determinar a sua flutuação. A abordagem do problema de estimação de sinais não deve ser feita de maneira exclusivamente determinística. A estimação correta da intensidade do sinal e o desenvolvimento de modelos para esse fim, implicam o conhecimento de todos os fatores, ou no mínimo dos mais relevantes, que influenciam a propagação em comunicações móveis.

Como já citado, o sinal está normalmente sujeito a dois tipos de desvanecimento: lento, dependente essencialmente da distância, com distribuição log-normal; e o rápido, associado ao movimento do terminal receptor e aos efeitos do multipercurso, com distribuição de Rice (Rice, 1945). A Figura 2.10 mostra a razão da potência recebida P_r e a potência transmitida P_t em relação à distância entre transmissor e receptor. É importante analisar as distribuições estatísticas adequadas ao sinal de rádio de forma a ter um conhecimento completo de seu comportamento no canal de propagação.

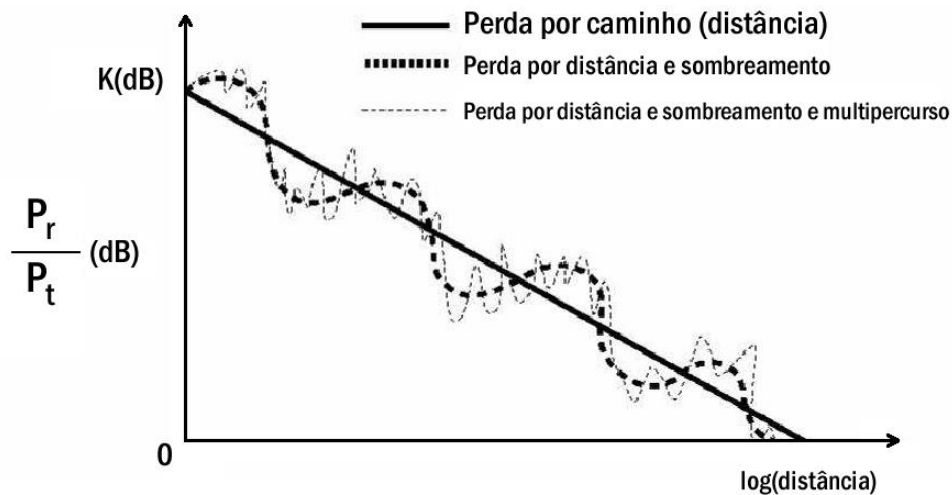


Figura 2.10 – Desvanecimento lento e rápido do sinal propagado

Os modelos de propagação podem ser classificados em duas grandes categorias:

- Empíricos: baseados em medidas reais e resultantes de relações simples entre a atenuação e a distância; Dentre suas principais características tem-se a vantagem de conduzir a curvas e equações que melhor se ajustam às medições, contabilizam

todos os fatores que afetam a propagação, porém necessitam de validação para determinados cenários, frequências e condições de ambiente.

- Teóricos: requerem a utilização de bases de dados topográficas e utilizam interpolação de dados. Não contabilizam todos os aspectos de propagação, não levam em consideração por completo o ambiente em que o móvel receptor se desloca, flexibilizam a alteração de parâmetros e dependem da precisão das bases de dados geográficos.

Não existe um modelo genérico universal aplicável a todos os tipos de ambientes, frequências e parâmetros. Assim, atualmente, são utilizados modelos híbridos que contemplam as características tanto dos modelos empíricos quanto dos modelos teóricos. Essa classe de representações tem certa maleabilidade, podendo ser validadas com medidas reais realizadas no ambiente de propagação específicas para onde serão utilizadas. Isso minimiza o erro entre a estimação do sinal previsto pelo modelo de propagação e o posterior cenário real, quando se fará a implantação física da estação rádio base. É importante ressaltar que a aplicação de modelos com um componente empírico requer a classificação de ambientes.

É usual a identificação de três grandes categorias: rural, suburbano e urbano. Existem vários tipos de classificação, geralmente associados a modelos de propagação distintos. A classificação de ambientes considera, entre outros, os seguintes parâmetros: ondulação do terreno, densidade da vegetação, densidade e altura de construções urbanas, existência de áreas abertas e existência de superfícies aquáticas.

Edifícios podem criar numerosos raios refletidos causando espalhamentos e atrasos no sinal, além de zonas sem cobertura (ou de sombra) onde a atenuação é grande. A atenuação e reflexão variam de acordo com os materiais que constituem as edificações. A presença de ruas conduz a fenômenos de propagação guiada, com características diferentes em ruas radiais e circunferenciais. A proximidade dos edifícios entre si, e destes em relação ao terminal receptor móvel, podem conduzir a erros graves na aplicação dos modelos de obstrução múltipla por lâminas, usados para ligações fixas.

Essas características tornam a tarefa de aferição de modelos de propagação baseados em medidas reais extraordinariamente difícil e geralmente ocorrem desvios significativos entre a previsão de intensidade de sinal e a realidade implementada. Com base nesse aspecto mostraremos a seguir os modelos teóricos mais comuns utilizados no mercado e os mais apropriados para a nova geração de redes de telecomunicações.

2.2 - MODELOS DE PROPAGAÇÃO

2.2.1 - Propagação em espaço livre

Na ausência de multipercurso e bloqueio por obstáculos na trajetória de propagação, a potência disponível em um local de recepção depende apenas da potência média efetivamente irradiada (AERP – *Average Effective Radiated Power*) e da atenuação em espaço livre com linha de visada direta. A intensidade máxima AERP é limitada pela agência reguladora da região e é normalmente expressa em dBK ou dB acima de 1 kW. Note-se que 0 dBK é equivalente a 60 dBm.

Por conta da lei física de conservação de energia, a potência total que circunda uma antena em um meio sem perdas, no qual nenhuma energia é adicionada ou removida, é constante, independente do diâmetro da esfera circundante. Assim, a densidade de potência P , é reduzida apenas com o aumento da distância da antena. Considerando uma antena que irradia uma quantidade de energia P_0 , uniformemente em todas as direções através de um par de esferas concêntricas de raio R_1 e R_2 , como mostrado na Figura 2.11, e tendo que a área de uma circunferência de raio R é $4\pi R^2$, a densidade de potência P_1 em R_1 é:

$$P_1 = \frac{P_0}{4\pi R_1^2}. \quad (2.6)$$

Em R_2 , a densidade de potência é:

$$P_2 = \frac{P_0}{4\pi R_2^2} \quad (2.7)$$

A razão entre as densidades de potência é:

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{P_0/4\pi R_1^2}{P_0/4\pi R_2^2} = \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2 \quad (2.8)$$

Assim, a densidade de potência é inversamente proporcional ao quadrado da distância a partir da fonte. Por exemplo, se a distância é dobrada, a densidade de potência tem uma redução de $\frac{1}{4}$, ou 6 dB.

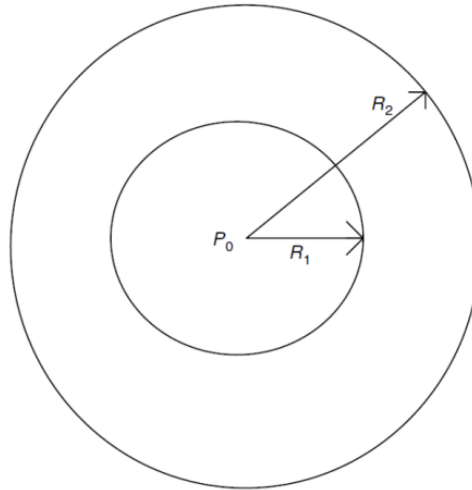


Figura 2.11 – Esferas concêntricas ao redor de uma antena.

A potência disponível em uma antena de recepção é dependente da área efetiva da antena. Essa área é definida como a razão entre a potência disponível nos terminais da antena e a densidade de potência. Assim, a potência recebida é o produto da densidade de potência e a área efetiva, A_a :

$$P_r = P \cdot A_a \quad (2.9)$$

A área efetiva da antena pode também ser definida em termos do ganho da antena e comprimento de onda no canal sob análise:

$$A_a = \frac{g_a \lambda^2}{4\pi} \quad (2.10)$$

Uma vez que as perdas não estão contabilizadas e a impedância e polarização da antena são tomadas com combinação adequada, toda a potência disponível é entregue aos terminais da antena. Quando $g_a = 1$, a antena é isotrópica e a área efetiva A_i , é:

$$A_i = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (2.11)$$

Assim, a energia disponível a qualquer distância R do transmissor é:

$$P_r = \frac{P_0}{4\pi R^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} = P_0 \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (2.12)$$

A atenuação em caminho com espaço livre L_s , em decibéis, é definida como $20\log(4\pi R/\lambda)$, sendo R e λ expressos em metros. A potência recebida por uma antena em um campo de polarização linear da intensidade E é:

$$P_r = \frac{g_a E^2 \lambda^2}{480\pi^2} \text{ watts,} \quad (2.13)$$

de modo que a fórmula para a intensidade de campo é

$$E = \frac{21.9\pi\sqrt{P_r}}{\lambda} \text{ volts/m,} \quad (2.14)$$

ou

$$E = 5.475 \frac{\sqrt{P_0}}{R} \quad (2.15)$$

A intensidade de campo em espaço livre é, assim, independente da frequência, e inversamente proporcional à distância. Se a perda em caminho com espaço livre fosse o único fator, a potência do sinal recebido, para um ERP de 1 kW, seria dado por

$$P_r = 60 - 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) \text{ dBm.} \quad (2.16)$$

No entanto, o sinal é parcialmente bloqueado ou atenuado pelo emaranhado urbano, árvores, e outros obstáculos. A propagação por multipercursos ocorre devido às reflexões do sinal no terreno, bem como outros reflexos, refração e difração gerados por outros objetos. Além disso, a curvatura da Terra impede a propagação com linha de visada direta através de grandes distâncias, mesmo na ausência de outros obstáculos. Em razão dessa diversidade de fatores atenuantes que interferem na propagação do sinal, alguns modelos inicialmente propostos de forma simplista são constantemente melhorados para refletir mais fielmente o ambiente através do qual as ondas de rádio percorrem até chegarem às antenas receptoras.

2.2.2 - Okumura-Hata

Após uma extensa campanha de medidas de intensidade de sinal realizadas na década de 60 na cidade de Tóquio no Japão, Okumura conseguiu um conjunto de resultados empíricos (Okumura, 1968), e com base nestas informações, no ano de 1980, Hata propôs uma formulação matemática de simples aplicação para as faixas de frequência entre 150 MHz e 2000 MHz (Hata, 1980).

Nessa formulação, Hata categorizou as medições de Okumura usando três diferentes classes: áreas urbanas, expressa na Equação 2.17, áreas suburbanas e áreas rurais. Para cada categoria Hata usou uma formulação matemática que considera um perfil de terreno quase plano e adicionou fatores de correção com o objetivo de realizar ajustes para que a representação pudesse ser utilizada para outros tipos de terreno.

$$L_{50} = 69,55 + 26,16 \log f - 13,82 \log h_t + (44,9 - 6,55 \log h_t) \log d - a(h_r), \quad (2.17)$$

em que f é a frequência em MHz; h_t é a altura da antena de transmissão definida como sendo a altura acima do perfil médio do terreno no intervalo de 3 a 15 quilômetros; ou menos, caso o percurso seja inferior a 15 km na direção da antena receptora; d é a distância entre a antena transmissora e a antena receptora, expressa em quilômetros. O termo L_{50} é usado para representar a perda ao longo do caminho de propagação do sinal para 50% do tempo.

Hata usou o parâmetro h_r como fator de correção para adequar a altura da antena receptora, sendo expresso na forma (2.18) para pequenas e médias cidades e na forma (2.19) para grandes áreas metropolitanas.

$$a(h_r) = (11,1 \log f - 0,7)h_r - (1,56 \log f - 0,8) \quad (2.18)$$

$$a(h_r) = \begin{cases} 8,29(\log 1,54h_r)^2 - 1,1 & (f \geq 200 \text{ MHz}) \\ 3,2(\log 11,75h_r)^2 - 4,97 & (f \leq 400 \text{ MHz}) \end{cases} \quad (2.19)$$

Aqui, f é a frequência em MHz e h_r é a altura da antena receptora em metros.

A formulação utilizada para áreas suburbanas é dada por:

$$L_{50} = L_{50}(\text{urbano}) - 2 \left[\log \frac{f}{28} \right]^2 - 5,4 \quad (2.20)$$

e para áreas rurais é:

$$L_{50} = L_{50}(\text{urbano}) - 4,78[\log f]^2 + 18,33 \log f - 40,94 \quad (2.21)$$

A aplicabilidade desse modelo é restrita às estimativas realizadas nas faixas de frequência entre 150 e 1500 MHz, com altura da antena transmissora entre 30 e 200 metros, altura da antena receptora entre 1 e 10 metros e distância entre transmissor e receptor de até 20 quilômetros. É muito comum a utilização do modelo Okumura-Hata para dimensionar sistemas reais devido à sua boa correspondência com uma grande variedade de ambientes de propagação e simplicidade de cálculo.

O modelo proposto por Hata estendido em (COST 231, 1999), de acordo com (2.22), é adaptado para faixas de frequência que operam entre 1500 e 2000 MHz, servindo de base para a criação do modelo de propagação ITU-R P.1546, usado no desenvolvimento desse trabalho.

$$L_{50} = 46,3 + 33,9 \log f - 13,82 \log h_t - a(h_r) + (44,9 - 6,55 \log h_t) \log d \quad (2.22) \\ + C$$

Aqui, toma-se a constante $C = 0\text{dB}$ para cidades médias e centros suburbanos com densidade média de vegetação e $C = 3\text{dB}$, para centros metropolitanos.

O modelo Okumura-Hata é recomendado para o cálculo em macrocélulas, isto é, quando a altura da antena transmissora estiver acima do nível do teto máximo das edificações adjacentes.

Como o modelo Okumura-Hata não trata os obstáculos naturais referentes ao relevo, é apropriado aplicar, juntamente com este, um método de cálculo de perdas por obstrução da linha de visada direta, tal como o método descrito em (Deygout, 1966). Tal combinação, usando Okumura-Hata e Deygout, como mostrado em (Roigh, 2010), apresenta resultados consideravelmente precisos para o propósito de predição de cobertura em redes SFN.

2.2.3 - ITU-R P.1546

A recomendação ITU-R P.1546, que é a adotada pelo SBTVD, descreve um método para predições de propagação de sinais de rádio do tipo ponto-área para serviços terrestres na faixa de frequência entre 30 e 3000 MHz. Destinado ao uso com circuitos de rádio troposféricos sobre percursos terrestres, marítimos ou mistos, com distâncias entre 1 e 1000 km e alturas efetivas de antenas de transmissão inferiores a 3000 m. O modelo baseia-se na interpolação/extrapolação de valores empiricamente aferidos e derivados de curvas de intensidade de campo que levam em conta a distância, altura da antena, frequência e porcentagem de tempo. O procedimento de cálculo também inclui ajustes corretivos para os resultados obtidos nestas interpolações/extrapolações, a fim de contabilizar a saturação de obstáculos do caminho e obstruções próximas ao terminal receptor.

A ITU-R P.1546 tem como base curvas de propagação obtidas por intermédio de medidas realizadas nos EUA e na Europa. O ITU (*International Telecommunication Union*) disponibiliza as curvas na forma tabular de modo a facilitar a implementação computacional do modelo de estimativas de propagação (ITU-R, 1995).

As curvas apresentam valores nominais para percentual de tempo excedido de 1%, 10% e 50%, frequências de 100 MHz, 600 MHz e 1000 MHz, variabilidade local de 50%, alturas de antenas transmissoras de 10, 20, 37.5, 75, 150, 300, 600 e 1200 metros, altura de antena de recepção com 10 metros para percursos marítimos e altura efetiva baseada no terreno para percursos terrestres. Especificamente para esse tipo de percurso, a altura equivalente leva em conta a morfologia ao redor da antena receptora. Um exemplo de curvas de intensidade de campo para valores nominais de distância, frequência e porcentagem de tempo excedido é mostrado na Figura 2.12.

O procedimento de cálculo para valores que não sejam os valores nominais contidos nas tabelas da recomendação é realizado por intermédio de artifícios estatísticos como extrapolações ou interpolações logarítmicas dos valores fornecidos. Os algoritmos de extrapolação/interpolação são fornecidos pela própria recomendação e podem ser vistos no Apêndice B do presente trabalho.

Nesse modelo, um aspecto crítico para o cálculo das estimativas de intensidade de campo é a altura efetiva da antena transmissora. Vale notar que apesar do modelo ser válido para

caminhos de propagação entre 1 e 1000 km, apenas os primeiros 15 km de propagação influenciam no cálculo da altura efetiva da antena transmissora. Esse cálculo é realizado para os três casos (referentes a 50%, 10% e 1% do tempo), quando há informação disponível sobre o terreno.

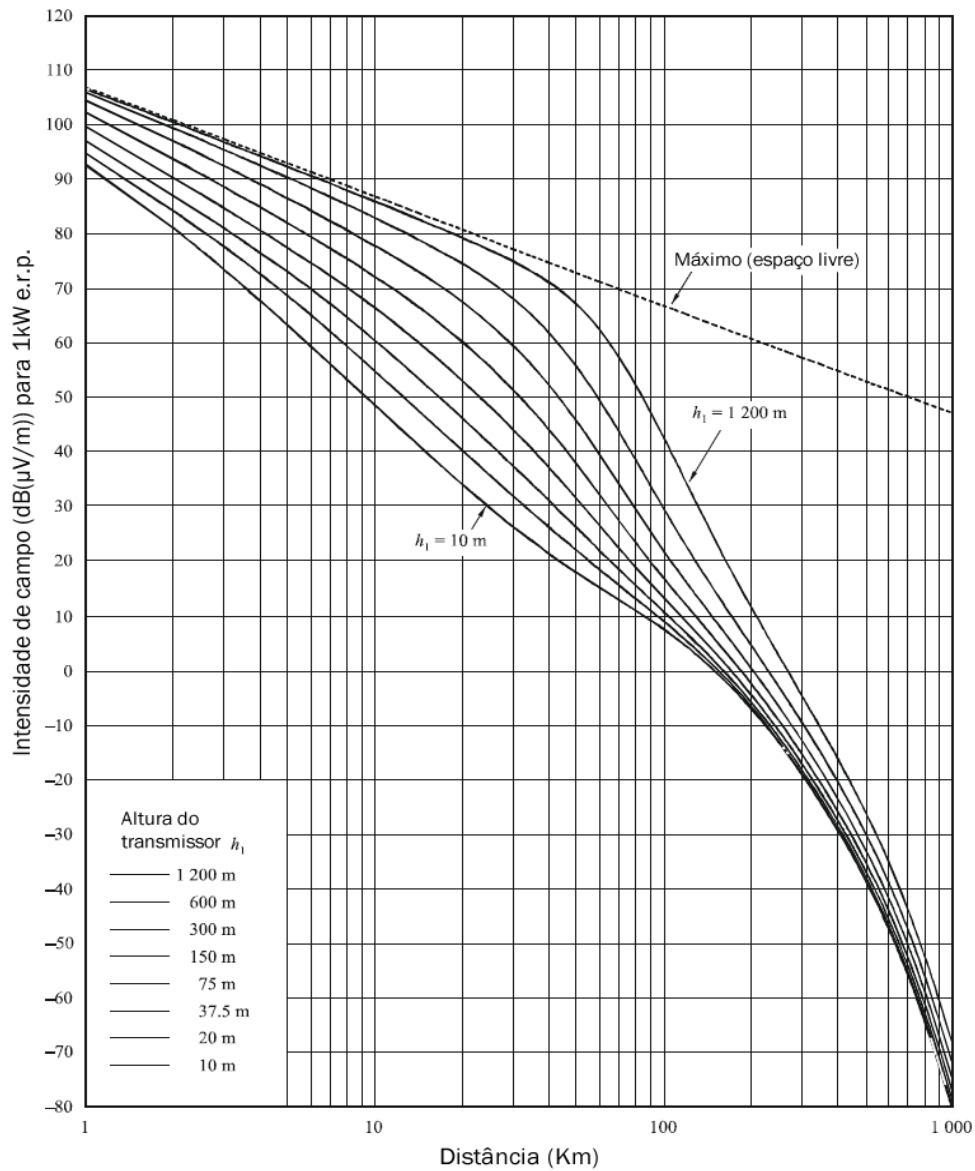


Figura 2.12 – Intensidades de campo para valores nominais.

Para caminhos de propagação marítimos, a altura efetiva h_1 da antena transmissora é a sua altura acima do nível do mar, como mostrado na Figura 2.13. Nas transmissões terrestres com distância d menor que 15 km entre as antenas transmissora e receptora, o cálculo é

realizado tomando-se a altura média do terreno partindo de $0.2d$ até d , como visto na Figura 2.14 (ITU-R, 1995).

Quando a distância entre a antena transmissora e o receptor é igual ou superior a 15 km, o cálculo leva em conta a altura média do terreno no trecho de 3 a 15 km, como mostrado na Figura 2.15 (ITU-R, 1995).

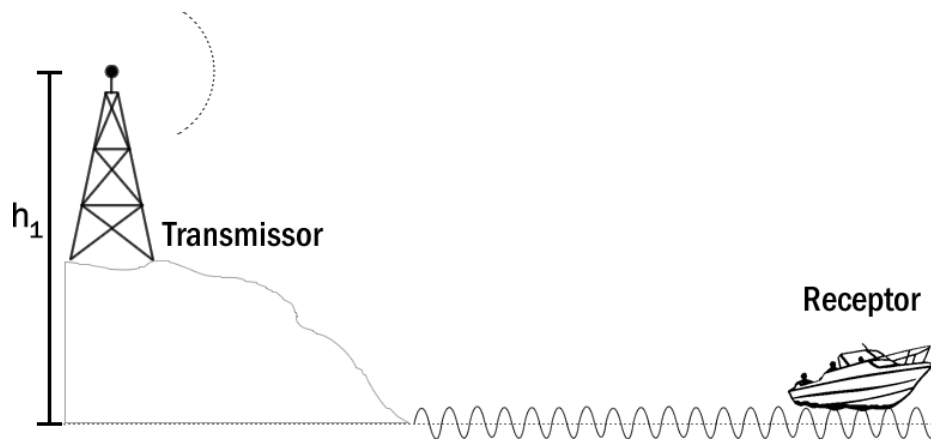


Figura 2.13 – h_1 para caminho de propagação marítimo

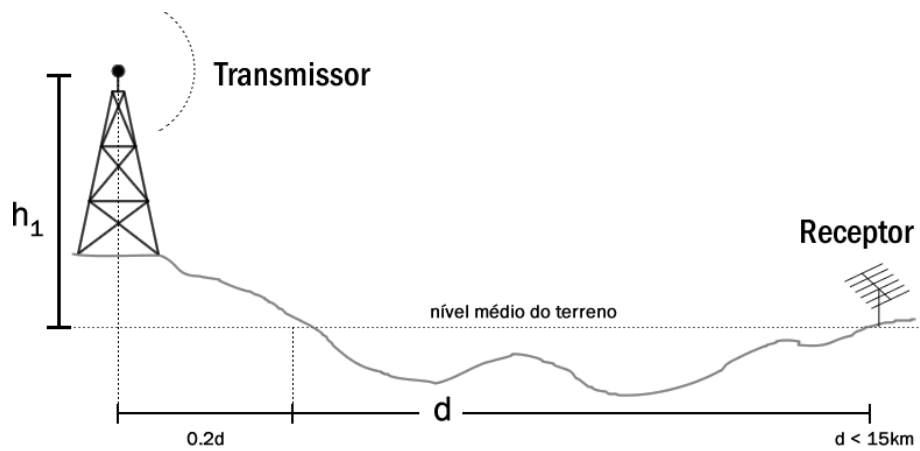


Figura 2.14 – h_1 para distâncias menores que 15 km, com percurso terrestre.

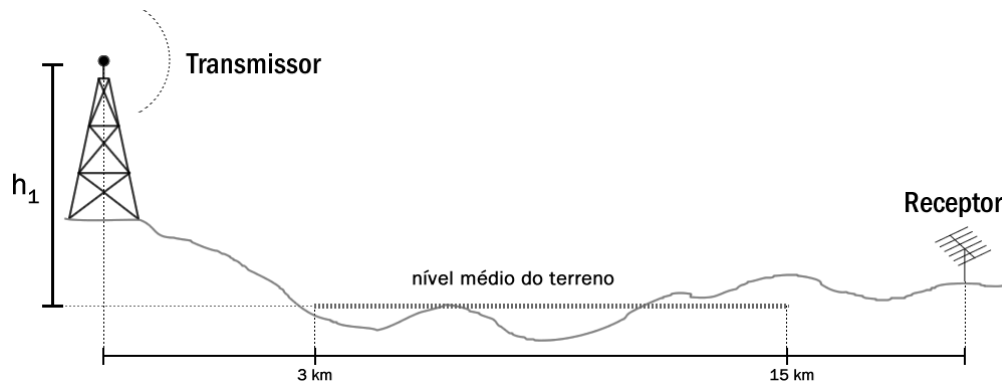


Figura 2.15 – h_1 em percurso terrestre com distância igual ou superior a 15 km.

O efeito de perda por difração é contabilizado por uma correção C_{h1} , baseada no ângulo de desobstrução do terreno e dada pelos casos 1) ou 2) da regulamentação, como se segue:

- 1) Quando uma base de dados com informações morfológicas do terreno está disponível e o potencial de descontinuidades na transição em torno de $h_1 = 0$ não é considerado, o ângulo de “desobstrução” do terreno, θ_{eff1} , partindo da antena/base transmissora deve ser calculado como o ângulo de elevação de uma linha imaginária que margeia todos os obstáculos do terreno até uma distância de 15 km da antena/base transmissora na direção de (mas não além) da antena receptora móvel. Note-se que ao utilizar este método é possível se deparar com casos de descontinuidade na intensidade de sinal na zona de transição em torno de $h_1 = 0$.

- 2) Quando nenhuma base de dados de terreno está disponível, ou quando a base de dados está disponível, mas o método nunca deve produzir descontinuidade na intensidade de sinal na zona de transição em torno $h_1 = 0$, o ângulo de desobstrução (positivo) efetivo do terreno, θ_{eff2} , pode ser estimado criando-se uma obstrução imaginária de altura equivalente a h_1 a uma distância de 9 km a partir da antena de transmissão. Note-se que isto é utilizado para todas as distâncias entre transmissor e receptor, mesmo quando esta não chega a 9 km. Assim, o terreno é considerado como uma aproximação de uma cunha irregular ao longo do intervalo de 3 a 15 km a partir da antena/base transmissora, com o seu valor médio estimado em 9 km, conforme indicado na Figura 2.16. Esse método, de certa forma, generaliza as variações do terreno, porém garante que não há nenhuma descontinuidade na intensidade de

campo na zona de transição em torno $h_1 = 0$. A correção a ser adicionada à intensidade de sinal, neste caso, é calculada usando:

$$C_{h_1} = 6.03 - J(v) \text{ dB} \quad (2.23)$$

$$J(v) = [6.9 + 20\log(\sqrt{(v - 0.1)^2 + 1} + v - 0.1)] \quad (2.24)$$

$$v = K_v \theta_{eff}^2 \quad (2.25)$$

$$\begin{cases} K_v = 1.35 \text{ para } 100 \text{ MHz} \\ K_v = 3.31 \text{ para } 600 \text{ MHz} \\ K_v = 6.00 \text{ para } 2000 \text{ MHz} \end{cases}$$

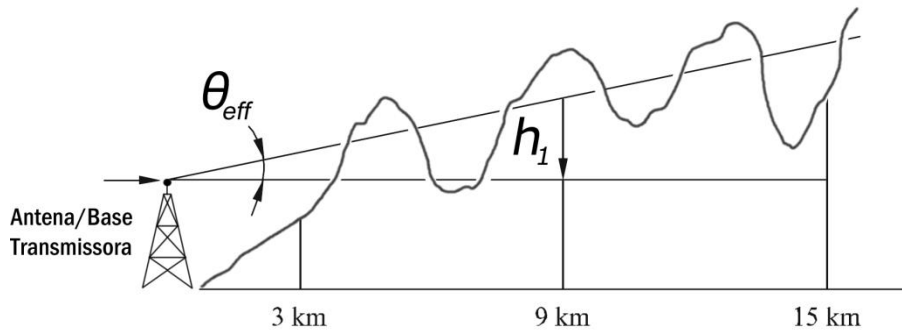


Figura 2.16 – Ângulo de desobstrução efetivo para $h_1 < 0$.

Para caminhos terrestres em que $h_1 > 0$, e quando a antena de recepção está numa seção de caminho terrestre ou misto, o ajuste na previsão da intensidade de sinal, para condições de recepção em áreas específicas, por exemplo, em uma pequena área de recepção, pode ser definida com base em um ângulo positivo de desobstrução do terreno. Este ângulo, θ_{tca} (*Terrain Clearance Angle*) é dado por:

$$\theta_{tca} = \theta, \quad (2.26)$$

em que θ é o ângulo de elevação a partir da linha imaginária a partir do horizonte na antena receptora que margeia todos os obstáculos do terreno na direção da antena transmissora a uma distância de até 16 km, mas não além da base de transmissão; como mostrado na Figura 2.17. O cálculo de θ não leva em conta a curvatura da Terra e o ângulo θ_{tca} deve ser limitado de tal modo a não ser inferior a 0.55° ou superior a 40° .

Sempre que informações relevantes sobre o ângulo de desobstrução do terreno estão disponíveis, a correção a ser adicionada à intensidade do sinal é calculada usando:

$$C_2 = J(v') - J(v) \text{ dB}, \quad (2.26)$$

$$v' = 0.036\sqrt{f} \quad (2.27)$$

$$v = 0.065\theta_{tca}\sqrt{f} \quad (2.28)$$

em que $J(v)$ é dado pela Equação (2.24) e f é a frequência desejada para o cálculo.

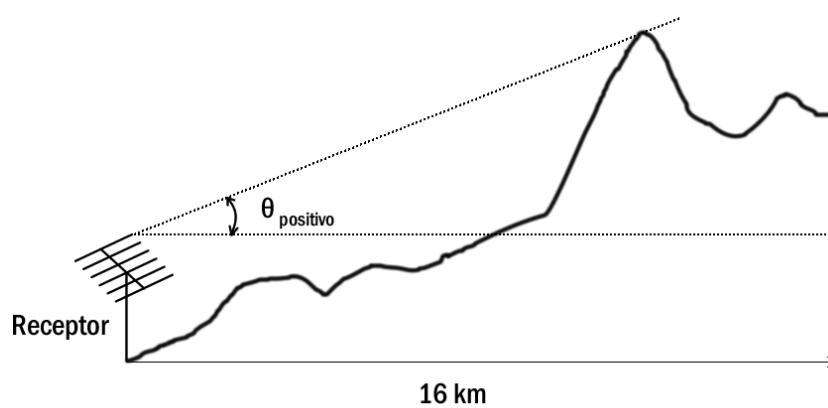


Figura 2.17 – Ângulo de desobstrução positivo.

A Figura 2.18 ilustra o comportamento dos valores de correção dados pelo ângulo de desobstrução do terreno para as frequências nominais da regulamentação ITU-R P.1546.

Um tipo de ferramenta muito importante para a maior precisão dos cálculos de predição de sinal quando se contabiliza obstruções de terreno, são os Sistemas de Informação Geográfica (do inglês GIS - *Geographic Information Systems*). Particularmente para o território brasileiro existe uma ferramenta numérica para a simulação computacional de estudos de viabilidade técnica de canais de televisão digital que toma como base, entre outros aspectos, mapas digitais de relevo e morfologia do terreno: o SIGANATEL (SIGANATEL, 2010).

A recomendação ITU-R P.1546 indica que, para distâncias menores que 10 km, seus resultados são similares ao método Okumura-Hata, o qual demanda menos esforços computacionais graças à sua simplicidade nas estimativas de intensidade de sinal e, por isso, foi adotado nas simulações do presente trabalho. Para maior precisão, as correções de

obstrução dadas pelo método de Deygot (Deygout, 1966) foram calculadas com o uso de informações geográficas reais referentes à área de estudo do presente trabalho. Em (Roig, Gomez-Barquero e Cardona, 2010), mostra-se que este método apresenta boa concordância com as medições reais.

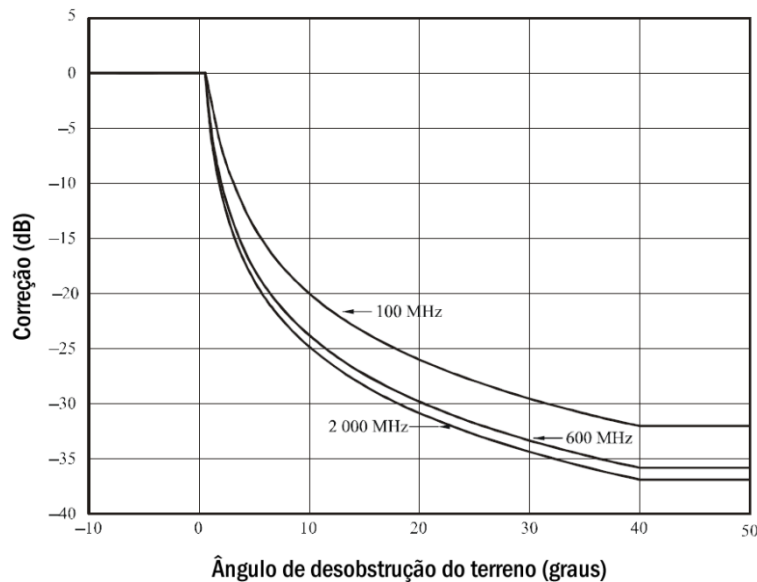


Figura 2.18 – Correção θ_{tca} para frequências nominais.

2.3 - SISTEMAS DE INFORMAÇÃO GEOGRÁFICA

Um GIS é um sistema de informação que visa captar, armazenar, analisar, manusear e apresentar dados que são referenciados espacialmente (ligado à localização). Em sentido estrito, é qualquer sistema de informação capaz de integrar, armazenar, editar, analisar, compartilhar e exibir informações geograficamente referenciadas.

Numa visão simplista, aplicações GIS são ferramentas que permitem aos usuários criar consultas interativas (pesquisas criadas pelo usuário), analisar informações espaciais, editar dados, mapas, e apresentar os resultados para essa operações. Se pudermos relacionar informações sobre a disposição de relevo em uma dada região a partir de fotografias aéreas, seremos capazes de dizer quais zonas apresentam maior acepção para a instalação de redes de transmissão de sinais ou qualquer outra análise que utilize informações dessa natureza. Um GIS que possa utilizar informações provenientes de várias fontes diferentes, de muitas formas diferentes, pode ajudar com essas avaliações de planejamento.

A exigência principal para a completeza da fonte de dados geográficos consiste em determinar locais e criar referências individuais que os caracterizem. Locais podem ser definidos por coordenadas x , y e z , para longitude, latitude e altitude respectivamente, ou através de outros sistemas como CEP (Código de Endereçamento Postal) ou ainda por marcadores de rodovia. Todos os parâmetros de um planejamento que podem ser referenciados espacialmente podem ser integrados a um GIS. Vários bancos de dados computacionais, que podem ser convertidos em GIS, estão sendo formatados por agências governamentais e organizações não-governamentais, a fim de amparar o desenvolvimento de ferramentas de informação, planejamento e otimização nos mais diversos setores de aplicação.

A adoção de estruturas de dados vetoriais no formato digital é comum em problemas baseados em linhas, arestas e nós. Entretanto, as informações associadas ao terreno (inclinação, tipo de solo, custos de apropriação, restrições geográficas, obstáculos, etc.) não são adequadamente representadas por nós e linhas, embora possam ser associadas a pequenas áreas poligonais ou células elementares. Essa característica permite a otimização de caminhos usando informações retiradas diretamente de estruturas de dados que representem o terreno, como mapas no formato digital, também chamado *raster*.

Um tipo de dado *raster* é, em essência, qualquer tipo de imagem digital. Em uma linguagem de fotografia digital, o já mencionado pixel é a menor unidade de uma imagem no formato *raster*. A combinação desses pixels, vista na Figura 2.19, irá criar uma forma gráfica macroscópica, distinta do comumente utilizado SVG (do inglês, *Scalable Vectorial Graphics*), ou gráfico vetorial escalável, que é base do modelo vetorial.

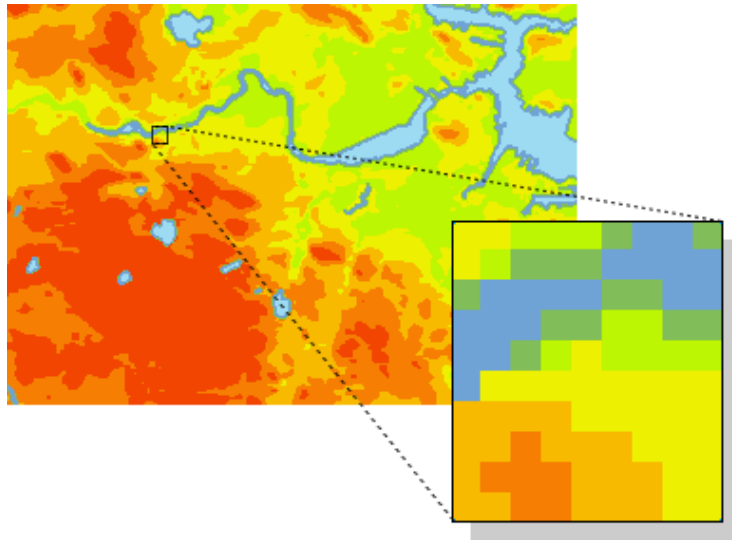


Figura 2.19 - Pixels como unidades elementares das imagens digitais.

No formato *raster*, as imagens são basicamente matrizes regulares compostas por células quadradas onde cada célula representa uma área e posição elementar. O nível de detalhamento, também chamado “resolução” da análise geoespacial depende do tamanho de cada célula. Com essa estrutura, a análise para uso no planejamento de redes de TV digital é baseada na leitura da matriz de pixels, em que cada ponto pode fornecer informações numéricas associadas aos valores de altitude daquela posição em particular, como ilustrado na Figura 2.20.

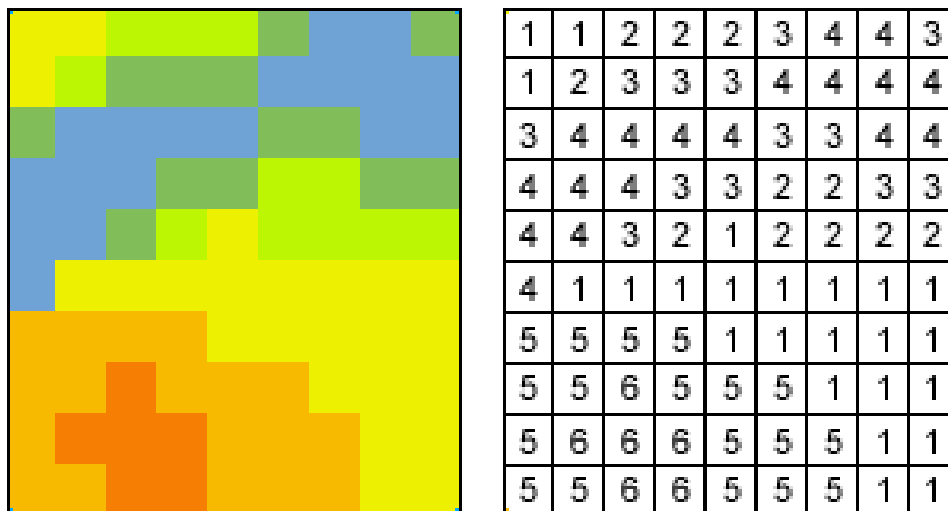


Figura 2.20 - Informação geográfica representada por valores numéricos.

2.3.1 - Amostragem do mapa digital

Visto que as informações geográficas podem agir como ferramenta de apoio na estimativa da cobertura do sinal de TV digital, é interessante que se determine os pontos de teste que melhor representem a totalidade dos locais de cobertura desejada. A amostragem toma então forma na redução do ônus computacional associado aos cálculos de predição em um mapa com milhares de células digitais, ou pixels.

Uma amostra ordenada de tamanho T é uma sequência de $\mathcal{T} = [(x_1, y_1), \dots, (x_n, y_n)]$ de pontos de teste. O conjunto de todas as sequências possíveis de combinação (x, y) é denotado por \mathbb{T} . A concepção de amostragem pode assim ser entendida como uma probabilidade condicional $P_r\{\mathcal{T} | (v, q)\}$ de seleção das T sequências de amostras entre todas as sequências possíveis de \mathbb{T} . As probabilidades de seleção podem depender da observação da variável de interesse v ou qualquer outra variável auxiliar q .

Em um projeto convencional, as probabilidades de seleção não dependem de quaisquer observações da variável de interesse v , portanto, a sequência de amostragem como um todo pode ser definida antes do início da pesquisa. No entanto, as seleções podem depender de qualquer variável auxiliar q conhecida para a totalidade de alternativas, tal como altitudes do terreno. No presente estudo alguns modelos de amostragem convencionais foram investigados, tais como a amostragem aleatória simples sem reposição, amostragem estratificada aleatória baseada no terreno e amostragem sistemática. Tais modelos estão ilustrados nas Figuras 2.21 a 2.23, aplicados à área de interesse, que é a região metropolitana de Goiânia, no estado de Goiás, Brasil.

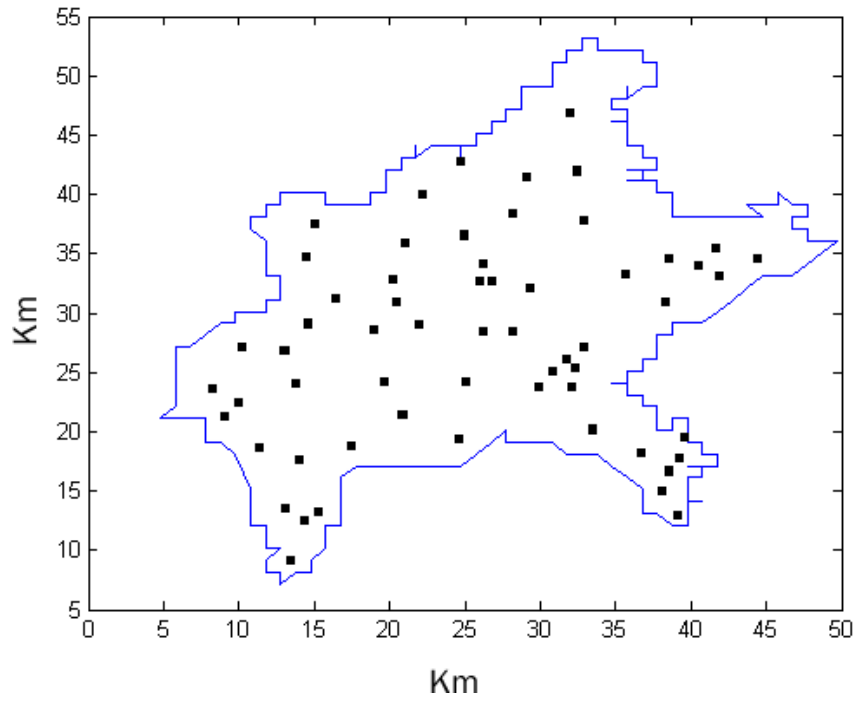


Figura 2.21 – Amostragem aleatória simples, sem repetição.

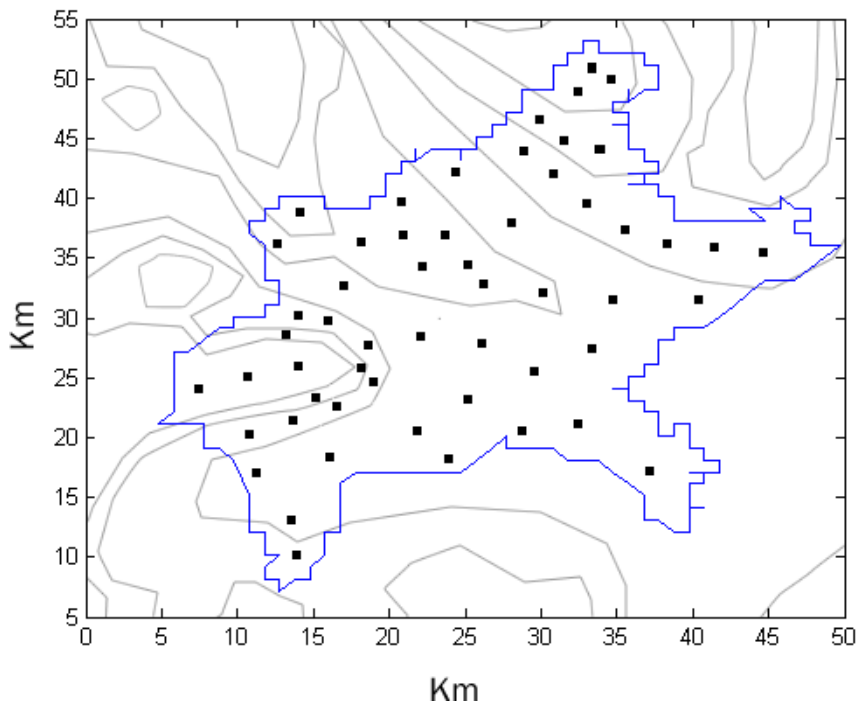


Figura 2.22 – Amostragem estratificada aleatória baseada no terreno.

A amostragem aleatória simples é um método de seleção de T tuplas, de forma aleatória, tal que todos os elementos têm a mesma chance de serem incluídos na sequência da amostra. Na prática esse modelo toma elemento por elemento. Em uma de suas abordagens, a amostragem aplicada é sem substituição, isto é, a amostra selecionada não é substituída no conjunto original de alternativas (população) (Ligeti, 1999b).

Na amostragem estratificada, uma população \mathcal{A} de elementos é dividida em subpopulações $\{A_1, A_2, \dots, A_l\}$ de $\{a_1, a_2, \dots, a_k\}$ elementos respectivamente. Estas subpopulações, chamadas estratos, não se sobrepõem e compreendem a população total, $\mathcal{A} = A_1 + A_2 + \dots + A_l$, em que l é o número de estratos e k é número de amostras por extrato.

A ideia básica por trás da estratificação amostral é a de que ela pode trazer um ganho de precisão nas estimativas de características de toda uma população ao dividir um conjunto heterogêneo em subpopulações internamente homogêneas. Para o processo de planejamento de cobertura de TV digital, a estratificação pode ser feita usando a altitude como parâmetro de segmentação, classificando as regiões segundo a sua altitude relativa às adjacências.

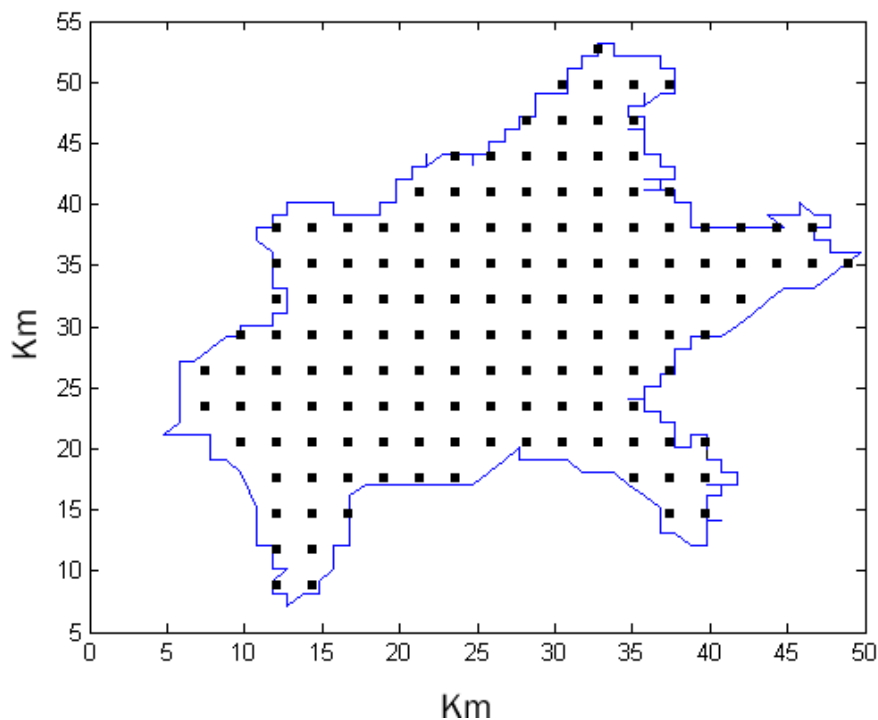


Figura 2.23 – Amostragem sistemática.

Na amostragem sistemática, considera-se o mapa como uma grade bidimensional, onde o primeiro elemento é selecionado aleatoriamente com coordenadas (x_i, y_i) e o restante das amostras com coordenadas $(x_i, y_i) = (x_i + l \cdot d_c, y_i + k \cdot d_c)$, em que $k, l \in \mathbb{Z}$ e d_c é uma constante que determina a extensão dimensional (ligada à resolução do mapa) dos pontos. A sequência de amostragem é uma grade regular das amostras na população, portanto, a amostragem sistemática pode ser considerada como uma simples amostragem aleatória aplicada em um conjunto reticulado de lado d_c e tamanho d_c^2 . O número de amostras na grade pode variar (especialmente quando d_c é pequeno), o que pode introduzir generalizações errôneas, porém para os nossos casos em que $T > 50$, ele não se torna um aspecto limitante na precisão das análises (Cochran, 1953).

A fim de se encontrar um modelo que não perca representatividade e, ainda assim, não exija demasiado ônus computacional, o presente trabalho analisou o impacto de uma amostragem baseada na correlação entre as altitudes dos possíveis pontos de teste. Em teoria da probabilidade e estatística, a correlação, indica a força e a direção do relacionamento linear entre duas variáveis aleatórias. No uso estatístico geral, a correlação se refere à medida da relação entre duas variáveis, embora correlação não implique causalidade. Neste sentido geral, existem vários coeficientes que podem ser usados para medir o grau, ou nível de correlação, adaptados à natureza dos dados.

Vários coeficientes são utilizados para situações distintas. Entre tantos, o mais conhecido é o coeficiente de correlação de Pearson (Zar, 1999), o qual é obtido dividindo a covariância de duas variáveis pelo produto de seus desvios padrão. Esse coeficiente de correlação $\rho_{x,y}$ entre duas variáveis aleatórias x e y com valores esperados μ_x e μ_y e desvios padrão σ_x e σ_y é definida como:

$$\rho_{x,y} = \frac{cov(x,y)}{\sigma_x \cdot \sigma_y} = \frac{E((x-\mu_x) \cdot (y-\mu_y))}{\sigma_x \cdot \sigma_y}, \quad (2.29)$$

em que E é o operador de valor esperado e cov significa covariância. Como $\sigma_x = E(x)$, $\sigma_{x^2} = E(x^2) - E^2(x)$ e, do mesmo modo para y , podemos escrever:

$$\rho_{x,y} = \frac{E(x,y) - E(x)E(y)}{\sqrt{E(x^2) - E^2(x)} \sqrt{E(y^2) - E^2(y)}}, \quad (2.30)$$

A correlação é calculada apenas se ambos os desvios padrão forem finitos e diferentes de zero. Pelo corolário da desigualdade de Cauchy-Schwarz (Queiró, 2010), a correlação não pode exceder 1 em valor absoluto. Entretanto, essa formulação falha em capturar dependência em algumas instâncias. Em geral é possível mostrar que há pares de variáveis aleatórias com forte dependência estatística e que, no entanto, apresentam correlação nula. Para esse caso, devem-se usar outras medidas de dependência, que estão fora do escopo desse trabalho.

Existe ainda outro procedimento mais flexível: a amostragem adaptativa. Neste modelo de seleção, os pontos podem depender de valores da variável de interesse v , mas ainda assim são limitados à sequência de unidades selecionadas \mathcal{T} , ou seja, $P_r\{\mathcal{T}|(v)\} = P_r\{\mathcal{T}|(v, v \in \mathcal{T})\}$. Assim, o plano de amostragem tem a flexibilidade para mudar durante o processo, em resposta a alguns padrões observados ao longo do tempo (Thompson, 1996). A aplicação desse tipo de amostragem não será discutida neste estudo, mas sugere-se como alternativa para melhoria em futuras pesquisas.

Como verificado em (Cochran, 1953), para populações altamente correlacionadas (*clusters*), a amostragem sistemática produz variância entre os pontos de teste menor que as estimativas por amostragem aleatória simples, tomando o mesmo tamanho de amostra. Visto que os mapas de cobertura da área de interesse desse estudo têm considerável índice de correlação entre pontos adjacentes, quando tomada a altitude como variável de análise estatística, fez-se razoável a adoção da amostragem sistemática para os fins do problema de planejamento de TVD. Isso se deu graças à geomorfologia da região metropolitana de Goiânia, que está em uma área composta de planaltos com pequenas declividades, o que dá ao território paisagens aplainadas, com altitude média de 749 metros. A Figura 2.24 mostra o perfil de altitudes da área de interesse em conjunto com os pontos de amostragem confinados na área metropolitana e a localização das três antenas de TVD, marcadas com o símbolo ▲.

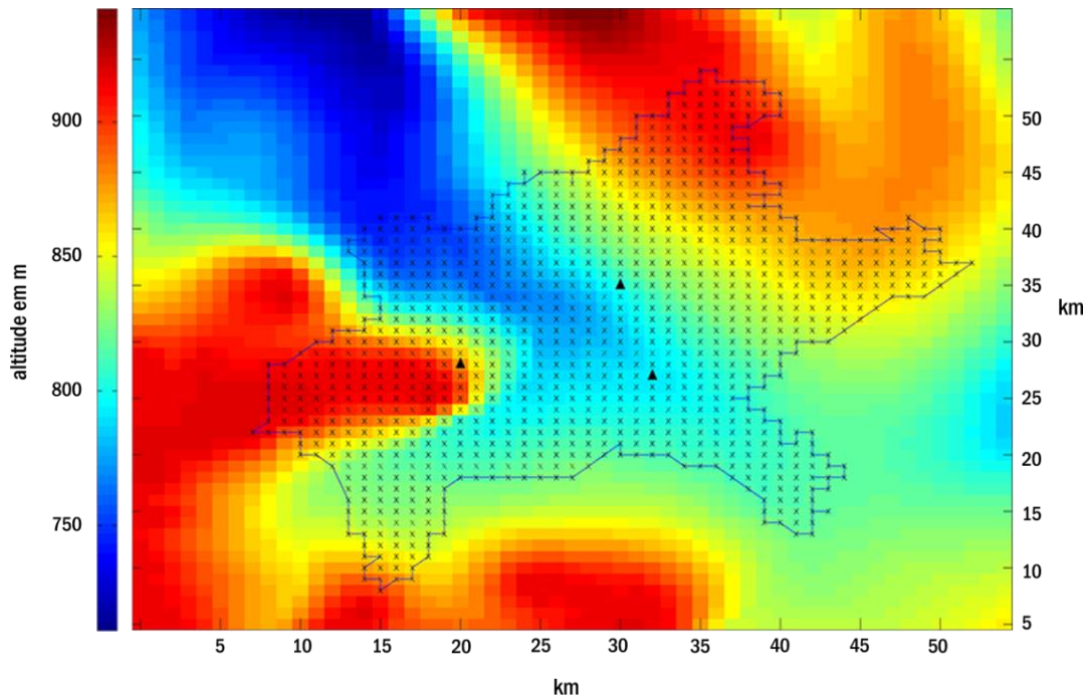


Figura 2.24 – Perfil de altitudes da região metropolitana de Goiânia.

A verificação do desempenho relativamente inferior dos métodos de amostragem estratificados nesse estudo pode ser avaliada considerando que o ganho de amostragem (isto é, a redução de variância) dos estratos de amostragem é significativa apenas quando se encontra um estrato (ou alguns deles) com população relativamente reduzida, mas com variância muito mais elevada que o resto do espaço de amostragem, criando clara distinção e separabilidade. No presente estudo, essa configuração exigiria a existência de pequenas áreas dentro da área de serviço que englobassem a maioria das regiões sem cobertura e, ao mesmo tempo, a situação de não cobertura fosse negligenciável no resto da área de serviço. Isso é mitigado pela paisagem planáltica da região e ademais, programaticamente evitado usando recursos de penalizações computacionais no processo de otimização.

Tendo sido apresentados a modulação, modelo de previsão de intensidade de sinal e o sistema de informações geográficas da área de estudo, tem-se configurado um cenário para a apresentação das redes de frequência única, empregadas no melhoramento da utilização do espectro de frequências; que são o objeto motivador do método de otimização do presente estudo.

2.4 - AS REDES DE FREQUÊNCIA ÚNICA

Uma parte importante do planejamento de qualquer rede de comunicação de radiofrequência é o planejamento da área de cobertura: para garantir que a qualidade do sinal seja satisfatória dentro dos limites exigidos para o novo serviço. O planejamento de cobertura de redes de radiofrequência envolve a determinação do número adequado de transmissores, locais propícios para instalação de antenas, níveis de potência irradiada, altura das antenas, padrões de irradiação de antenas, polarização, parâmetros dependentes da frequência e do serviço.

Existem três tipos de interferências encontradas em redes de transmissão que têm que ser mantidos em um nível satisfatoriamente baixo quando se planeja uma Rede de Frequência Única ou SFN (*Single Frequency Network*): (1) a interferência interna: interferência entre os transmissores da própria rede que é objeto do planejamento, (2) a interferência externa: vinda de outras redes que operam na mesma faixa de frequência e (3) a interferência gerada: causada pela rede em estudo sobre outras redes externas. Essas situações são ilustradas na Figura 2.25.

Os primeiros esforços de planejamento de cobertura para comunicação via rádio foram baseados em regras muito simples, como considerar que redes estáveis eram as que irradiavam muita energia (para minimizar o número de transmissores e reduzir assim o custo de infraestrutura), e, naquele tempo, toda rede de transmissão com abrangência nacional foi construída com um número muito pequeno de transmissores, operando com elevada potência. Como aumento do número de redes de radiofrequência independentes oferecendo diferentes serviços - desde sistemas militares até a telefonia móvel pública - reconheceu-se que a abordagem então chamada de “força bruta” dos velhos tempos acarretou problemas críticos: o aumento dos níveis de interferência forçou novas redes a usarem potências ainda maiores. Essa corrida de potências resultou na rápida saturação do espectro de radiofrequências disponível, levando a perdas desnecessárias de investimento em infraestrutura. Não superada pelo ruído, a cobertura das redes passou a ser limitada pela interferência, e fez-se necessário aplicar sofisticados métodos de planejamento de rede juntamente com a coordenação regulatória internacional.

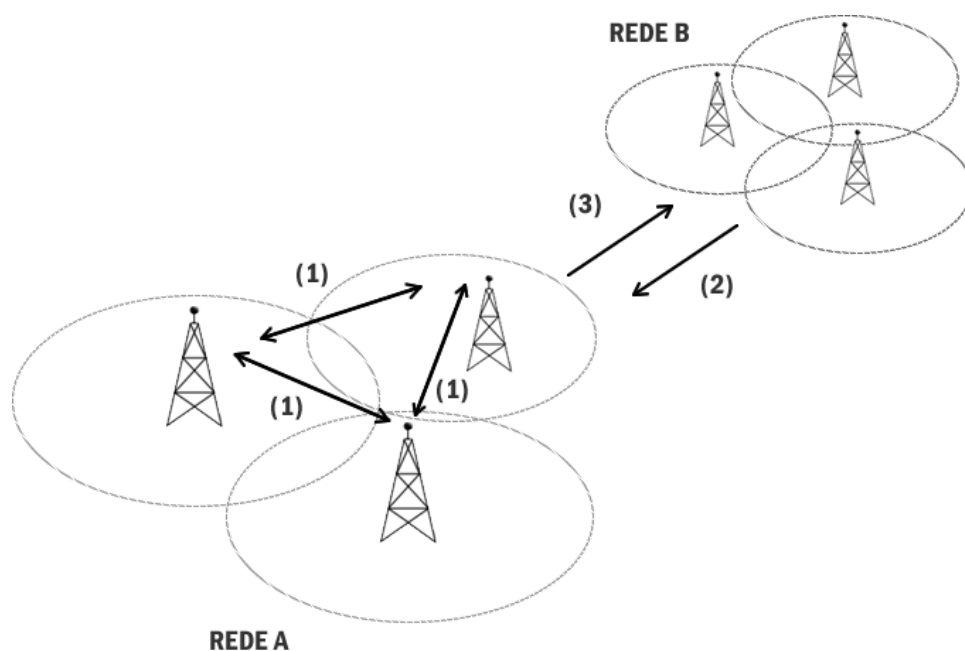


Figura 2.25 – Interferências (1) internas, (2) externas e (3) gerada.

Hoje, o espectro de radiofrequências é tratado como um recurso natural compartilhado por todos os países. Como as ondas de rádio não são impedidas por fronteiras políticas, o compartilhamento do espectro é tema de negociações e regulamentações tanto nacionais quanto internacionais: toda a faixa utilizável do espectro é cuidadosamente dividida em intervalos de frequências menores e maiores, e a cada banda é atribuído um tipo de serviço compartilhado por um ou mais países. Além do particionamento do espectro, a interferência permitida entre diferentes redes coexistentes também é regulamentada.

Apesar da saturação do espectro de radiofrequências, ainda existe uma crescente procura de novos serviços. Do histórico dado pela seção 1.1 e 1.2, ressaltam-se duas alternativas para aliviar o problema:

1. Estender o recurso através da exploração de faixas de frequências mais elevadas;
2. Melhorar a utilização dos recursos disponíveis com a economia de bandas. Isso significa baixa interferência e reutilização de alta frequência por meio do gerenciamento de parâmetros de rádio, como controle de potência, alocação de canal (FCA - *Fixed Channel Assignment*), etc.

Metas econômicas devem ser consideradas ao projetar a cobertura para novos serviços. Fazendo uso de novas e inovadoras tecnologias, ferramentas de planejamento avançado de cobertura estão sendo desenvolvidas e aprimoradas. Os métodos avançados usam bancos de dados digitais de terrenos para os cálculos de interferência e predição de caminhos de propagação das ondas de rádio. Em redes maiores e com previsão de grande investimento, métodos de otimização complexos e refinados são aplicados a fim de se encontrar a solução com melhor performance operacional e menores custos de implantação.

No que se refere à radiodifusão tradicional, existem duas características inerentes à tecnologia analógica que criam as principais limitações, introduzidas na seção 2.1, para o planejamento das redes: (1) a propagação é sensível ao multipercurso, o que proíbe a reutilização da mesma frequência para transmissores próximos transmitindo o mesmo programa. (2) Devido à ampla largura de banda do sinal comparado à faixa de separação de canais, os canais vizinhos mais próximos também causam outras interferências além da co-canal.

No modelo analógico, a distribuição de um programa sobre uma vasta área requer grande número de emissores que utilizam muitas faixas de frequências (Figura 2.26), isto é, eles são planejados usando configurações de redes de múltiplas frequências. Uma vez que há escassez do espectro, a reutilização de frequências é uma meta inadiável, possibilitando o uso da mesma faixa por muitos transmissores com distâncias de separação adequadas. Nesse caso, a tarefa principal no projeto de cobertura para redes analógicas de radiodifusão é encontrar as atribuições ideais de frequências para os transmissores de modo que haja baixa interferência e a utilização máxima da banda disponível.

Nas redes SFN os projetistas de rede enfrentam novos tipos de problemas de planejamento. As estatísticas dos ecos artificiais gerados pelos diversos transmissores em uma SFN podem ser avaliadas pelo planejador. Em contraste com a radiodifusão tradicional, onde o principal problema de planejamento de rede é a atribuição de frequências, os planejadores de SFN têm que planejar o atraso de propagação, ao longo de toda a área de serviço, para o controle da auto-interferência, manipulando principalmente a localização dos transmissores, a potência irradiada, a altura e o padrão de irradiação das antenas. Ademais, com o advento das SFN e o consequente planejamento desses atrasos, um novo parâmetro de rede apareceu: o atraso temporal de transmissão, ou *delay*. O sinal da fonte digital é produzido em um estúdio central

e é encaminhado para os transmissores terrestres via cabo ou satélite. Esse sinal chega aos locais de transmissão com diferentes atrasos temporais, exigindo assim um tempo de sincronização para *simulcasting* (radiodifusão simultânea) na SFN. Perturbações artificiais na transmissão síncrona, tais como a verificada em transmissores que criam interferência no receptor, devido a um grande atraso, começam seu quadro um pouco mais cedo que outros, contribuindo para evitar o problema da auto-interferência. Usar a chamada *pré-transmissão* (transmitir um pouco mais cedo) em transmissores localizados perto dos limites da área de serviço também pode melhorar a qualidade da recepção global dentro dessa área.

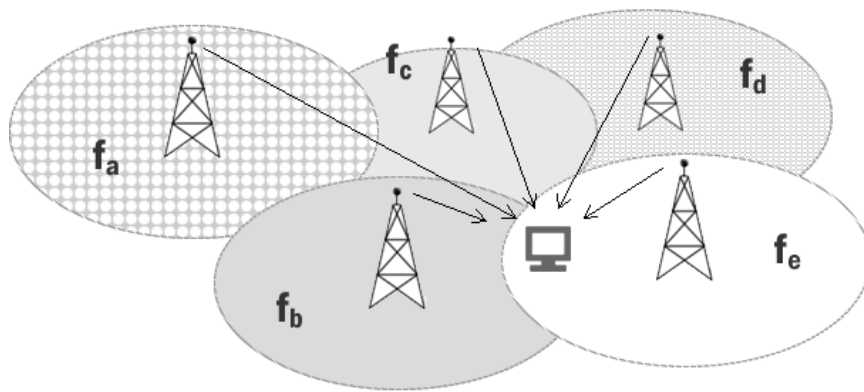


Figura 2.26 – Interferênciasco-canal para frequências vizinhas em redes MFN.

A alocação de canais pode tornar-se um problema também em planejamentos de radiodifusão digital quando, por exemplo, muitos programas regionais ou locais devem ser atendidos na mesma área ao mesmo tempo e, assim, a reutilização de canais é um artifício importante (Figura 2.27). Em tais situações o projeto de SFN envolve tanto os atrasos quanto o planejamento de frequências.

Os sistemas analógicos apresentam uma transição suave de uma boa para uma má qualidade de recepção, sem quaisquer interrupções repentinas à medida que a qualidade do sinal se degrada. No modelo de radiodifusão digital os sistemas utilizam códigos de correção de erros que produzem uma transição abrupta de uma qualidade de recepção muito alta para uma total interrupção do programa. Em geral uma melhor qualidade de recepção pode ser obtida mesmo em condições de recepção severas em que o sistema analógico falharia e isto também significa que uma menor potência de transmissão pode ser usada. Entretanto, para evitar degradações críticas da qualidade de recepção, requisitos muito específicos devem ser

analisados sobre as propriedades de cobertura, parâmetros estes que o projetista da SFN deve considerar.

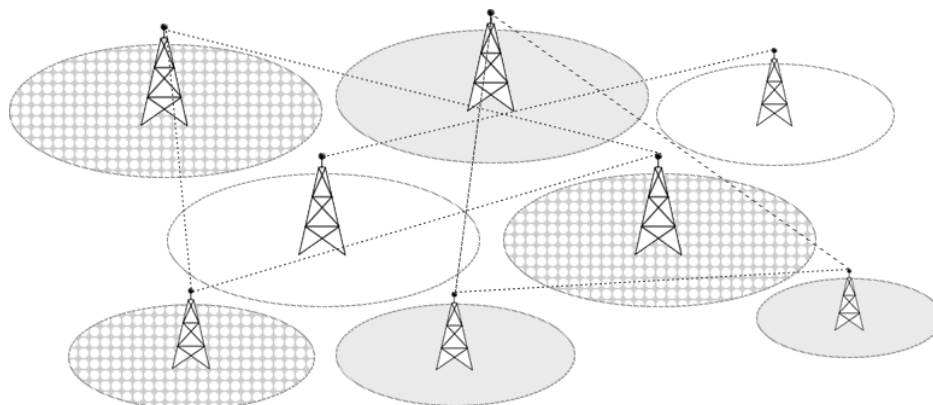


Figura 2.27 – Configuração de SFN.

2.4.1 - Pesquisas em SFN e DTV

Em resposta à crescente demanda por melhores abordagens no uso do espectro de radiofrequências, diversos pesquisadores e grupos de pesquisa, tanto governamentais quanto acadêmicos institucionais têm se dedicado fortemente na procura e melhoria de alternativas tecnológicas para a otimização das redes de transmissão usando SFN.

A auto-interferência em uma SFN é analisada em (Castelain, 1989; CCETT, 1990; Meilhoc, 1981) assumindo um canal com *tap* único e é desenvolvido um método de cálculo da contribuição útil e interferente dos sinais atrasados. Uma análise mais refinada do desempenho do receptor é apresentada em (Malmgren, 1997). Nesse estudo é mostrado que uma separação de portadoras, forma de impulso ou deslocamento em frequência diferentes da constelação OFDM apresentada em (ETSI, 1994) leva a modelos de interferência diferentes dos dados em (CCETT, 1990).

Para o padrão DVB-T, dois modelos de receptores foram analisados em (Mignone, Morello; Visintin, 1997). O receptor convencional apresentou rápida degradação do desempenho para ecos fora do intervalo de guarda, isto é, todos os sinais fora desse intervalo são considerados como interferência pura. Um receptor mais complexo, baseado em demodulação dirigida por decisão codificada apresentou degradação mais gradual para ecos fora do intervalo de guarda, assim como visto no sistema DAB. No estudo de Mignone, Morello e Visintin as propriedades de cobertura foram analisados em uma SFN com 37 transmissores distribuídos

de forma regular. Os resultados mostram que a aplicação do receptor mais elaborado permite um aumento da distância de cerca de 20 a 50% entre os transmissores na SFN, para a mesma percentagem de cobertura.

Vários trabalhos tem estudado o desempenho teórico de redes do tipo SFN, assumindo latência uniforme (infinita) de rede e áreas de serviço em formas hexagonais (Brugger, 1993a e 1993b; Malmgren, 1997; Rebhan e Zander, 1993). Rebhan, Zander e Malmgren analisam o desempenho de redes SFN tomando a probabilidade de interrupção total, isto é, a probabilidade de que um receptor, escolhido aleatoriamente dentro da área de serviço, tenha intensidade de sinal recebido insatisfatória. Computacionalmente, a probabilidade de falha é estimada por simulação Monte-Carlo (Metropolis e Ulam, 1949). Os resultados em (Rebhan e Zander, 1993) mostram que para redes mais extensas, probabilidades de interrupção muito baixas podem ser alcançadas mesmo usando potências de transmissão bastante modestas, graças ao ganho de diversidade. No entanto, para redes SFN com abrangência local, com apenas poucos transmissores, o desempenho decai drasticamente. As mesmas questões foram investigadas em (Malmgren, 1997) e diversas regras de planejamento simples foram propostas. Os efeitos de vários parâmetros de rede sobre a probabilidade de interrupção total são determinados, como a densidade de transmissores requerida, as potências de irradiação dos transmissores, as alturas das antenas, as localizações dos transmissores, constelação OFDM e formato de pulso, tempos de atraso de propagação e os erros de sincronização de frequência, tanto em áreas amplas como em SFN com cobertura local.

A avaliação do desempenho de redes SFN em (Brugger, 1993a, 1993b e 1994; Weck, 1996) baseia-se na probabilidade de cobertura local, assumindo que para cada elemento de área da área de serviço a probabilidade de recepção satisfatória é determinada de acordo com o comportamento estatístico dos sinais no tempo e espaço. Em (Brugger, 1993a) a interferência mútua entre duas SFN foi investigada para o sistema DAB. A probabilidade de cobertura local foi traçada para diferentes caminhos representativos na rede e tomando diferentes distâncias de reuso. O estudo concluiu que uma SFN com distâncias de transmissores de 60 km terá uma distância de reuso entre 70 e 125 km, dependendo dos parâmetros escolhidos. Em (Brugger, 1993b) a viabilidade aplicada a quatro diferentes bandas do espectro eletromagnético: 40 a 60 GHz (NATO), de 1 a 2 GHz (IEEE), 1565 nm

a 1625 nm (óptico), e cerca de 3,5 micrômetros (astronomia infravermelha) – também chamada *L-band*– para SFN terrestres estendidas operadas em DAB, modos II e III foi investigada. Graças à maior intensidade de campo exigida pela *L-band*, uma potência de transmissão significativamente superior é exigida em relação às SFN operadas na banda VHF. O curto intervalo de guarda e a auto-interferências nos modos II e III os tornam mais críticos que o modo I. No modo II, para atender aos requisitos de probabilidade de cobertura em DAB, a implementação da SFN com distâncias de transmissores até 50 km é viável.

Ainda com base na probabilidade de cobertura local, uma investigação semelhante é realizada em (Brugger, 1994; Weck, 1996) para o sistema de DVB. Em (Brugger, 1994) a relação do intervalo de guarda e as probabilidades de cobertura total e local foi analisada tanto para a recepção fixa quanto para a móvel. Uma rede de forma hexagonal constituída por 37 transmissores espaçados entre si por 60 km foi escolhida como modelo para o SFN. A probabilidade de cobertura foi analisada em função dos parâmetros do sistema também em (Weck, 1996), assumindo que a estrutura de rede é idêntica à descrita em (Brugger, 1994). Weck concluiu que o número de programas que podem ser entregues em um canal é resultado do compromisso entre a modulação aplicada, a codificação, a relação sinal/interferência necessária e a probabilidade de cobertura.

Em todos os estudos citados até então os cálculos de predição de sinal são baseados no modelo de propagação descrito na Recomendação 370 do ITU-R (ITU-R, 1995) e adaptada às exigências do DAB e DVB. As curvas dessa recomendação fornecem valores de intensidades de campo válidas para antenas receptoras fixas com 10 m de altura. Para a recepção móvel, que tipicamente usa 2 m para a altura da antena receptora, um fator de correção de 10 dB necessita de ser introduzido.

Várias análises foram feitas sobre a prática de planejamento de rede para DAB (Lau, Pausch e Wütschner, 1994; Lau e Williams, 1992; Lee, 1993; Prosch, 1994) e para DVB (Laflin e Maddocks, 1995; Maddocks, Tait, Laflin e Doel, 1996). Particularmente, em (Lee, 1993), os autores descrevem a estrutura e o funcionamento dos métodos de predição de cobertura desenvolvidos pela BBC (*British Broadcasting Corporation*) para a modelagem e planejamento de redes SFN, e apresentam alguns dos resultados obtidos. Alguns cálculos de

cobertura com base nesse modelo adaptado do ITU-R são comparados com modelos de propagação atestados no mercado, utilizando um banco de dados digital do terreno.

Um estudo preliminar de planejamento para redes de DTV é apresentado em (Laflin e Maddocks, 1995). No artigo, tanto a operação usando SFN quanto MFN são destinadas a suportar uma boa cobertura para programas nacionais, regionais e locais. A operação em nível nacional de SFN no canal 35 da banda UHF, constituída de 49 transmissores, foi planejada e atingiu uma cobertura teórica de 82% da população. Devido à falta de canais livres por todo o país uma abordagem alternativa foi proposta usando a transmissão de DTV com múltiplas frequências intercaladas entre os canais de televisão já em uso no modo analógico. Essa solução é especialmente adequada para a transmissão de programas locais e regionais. O desafio para o planejador é encontrar canais disponíveis e determinar potências suficientes para obter uma cobertura sem causar interferências em serviços analógicos que operam simultaneamente.

O projeto de planejamento de frequência apresentado em (Maddocks, Tait, Laflin e Doel, 1996) identificou com sucesso os canais para os primeiros quatro multiplexadores DVB em cada uma das 51 principais estações existentes no Reino Unido e mais dois blocos de frequências adicionais em 49 das 51 principais estações. Usando o valor de 12 dB como relação de proteção nos quatro primeiros multiplexadores DVB, o método Sim/Não (método Proporcional) resultou em uma cobertura da população de aproximadamente 95%, enquanto que para os dois últimos multiplexadores, uma cobertura da população de aproximadamente 81% foi obtida.

Uma primeira tentativa mais formal de otimização computacional para a cobertura de SFN é relatada em (Beutler, 1995). No estudo é feita uma investigação detalhada para maximizar o tamanho da área de serviço de uma SFN. Da mesma forma que as variáveis de decisão, os parâmetros de rede tais como o ERP (*Effective Radiated Power*) máximo, atraso temporal de radiodifusão e padrão de antena (descrito pela orientação do lóbulo principal de irradiação e a constante de decaimento exponencial) são avaliados. Cada parâmetro pode ser atribuído individualmente a cada transmissor durante o processo de otimização. O número e a localização dos transmissores foram fixados antes da otimização considerando dois casos de estudo, com 11 e 24 transmissores, respectivamente. O processo de otimização é realizado em três passos, criando uma fase para cada tipo das variáveis de decisão. Assim como o

método de otimização, o algoritmo de aproximação global, então chamado “grande dilúvio”, é implementado. O algoritmo começa a partir de um estado (configuração de parâmetros de rede) inicial e um novo estado é criado por uma perturbação estocástica pequena sobre o antigo estado. Um parâmetro chamado “nível de água” controla a aceitação do novo estado durante o processo, que no início da otimização permite a aceitação de estados com menor valor de avaliação. Uma área de serviço de 250 km por 250 km é considerada com uma resolução de 200 m, o que corresponde a 10^6 elementos de área passíveis de cálculo de probabilidade de cobertura. Para resolver a inviabilidade de se trabalhar com tantos pontos tomou-se 3000 pontos de teste em uma grade ortogonal com tamanho de 4,5 km. Para fins de avaliação da qualidade das soluções propostas pelo método, a função objetivo foi definida como a soma dos pontos de teste em que a probabilidade de cobertura é superior a 99%. No primeiro passo do processo, a potência efetivamente irradiada (ERP) dos transmissores é otimizada; quanto mais energia é distribuída pela rede, mais pontos de demanda são servidos. Em termos do tamanho da área de serviço os resultados mostram que é mais eficaz irradiar uma potência total específica através de um grande número de transmissores de baixa potência que apenas alguns poucos com ERP elevado. O ajuste dos parâmetros de antena pareceu ser menos eficaz na redução da perturbação provocada por auto-interferência, quando comparado à otimização do atraso temporal para radiodifusão.

É fato que um bom planejamento deve incorporar ambas as restrições de ordem técnica e as considerações econômicas de custo e investimento ao mesmo tempo. Em (Tanyer, Yücel e Seker, 1997) foi proposto um método de planejamento rudimentar baseado em custo para projetar um DAB terrestre, usando SFN para uma região montanhosa. Segundo os autores, ao se manter o número de transmissores necessários no mínimo e utilizar locais de transmissão pré-existentes para minimizar os custos estruturais, consegue-se configurar uma rede com menores investimentos. Tomou-se o custo total da rede como o custo da energia irradiada por cada transmissor, o custo da torre da antena e o custo de instalação de novos locais de transmissão. No estudo, três configurações de rede são comparadas em termos de cobertura e custo. No primeiro cenário a utilização de locais de transmissão existentes é maximizada, resultando em um SFN com 11 transmissores em locais existentes com cobertura de 91%. Em seguida, uma segunda rede é concebida com o objetivo de se cobrir totalmente a área de serviço. Ao se aplicar uma penalização computacional por pontos não cobertos no processo de otimização identificou-se uma SFN com 13 novos transmissores.

No terceiro cenário, híbrido, ambas as restrições são consideradas, gradualmente descartando locais inviáveis e, em substituição, ativando um ou mais transmissores. O resultado foi obtido por método de tentativa e erro, abrigoando dois dos locais pré-existentes e nove novos locais de transmissão.

O trabalho de (Quellmalz, Grötzinger, Müller e Knälmann, 1998) também apresenta uma abordagem para o planejamento e otimização de SFN assistidos por computador. Fundamentalmente, é um modelo de rede mais flexível, que permite atribuir intensidades de potência, diagramas de antena e atrasos temporais individuais para cada transmissor em uma SFN irregular. Ambas as limitações técnicas e econômicas são consideradas. A área de cobertura pretendida é representada por pontos de teste de acordo com a densidade populacional, dando um caráter direcional na otimização. A SFN é modelada em dois estágios distintos: no primeiro, então chamado de “micro”, as características detalhadas da SFN são descritas. Para cada ponto de teste, os componentes úteis de auto-interferência e intensidade de campo interferente de cada transmissor da SFN são determinados. No segundo estágio, “macro”, usa-se o comportamento estatístico dos sinais úteis totais para o cálculo do total de auto-interferência e o total de intensidade de campo interferente da SFN. O cálculo do mínimo de potência irradiada para cada transmissor é baseado no método de soma de energia, usando programação linear, embora a análise de diferentes configurações de SFN apresentadas no documento seja baseada na probabilidade de cobertura. Se componentes de auto-interferência surgem na rede, a otimização dos deslocamentos de tempo é feita para cada transmissor, minimizando tais ruídos. O método de otimização exata não é discutido no artigo. Um estudo de caso para a área de serviço pretendida, com 39 transmissores, é apresentado e os mapas de probabilidade de cobertura são desenhados após cada fase de otimização.

Na transição da etapa “micro” para “macro”, as interferências mútuas entre as SFN individuais podem ser consideradas. Um método de atribuição de frequências para redes DAB composta de muitas redes individuais com frequência única é apresentado em (Müller, Knälmann e Quellmalz, 1995). Em um primeiro momento, desconsiderando a interferência externa, as SFN individuais são configuradas atribuindo-se valores de potências e deslocamentos temporais apropriados para cada transmissor. Com base no estágio “macro” a relação entre essas redes é estimada pela avaliação do potencial de interferência mútua,

isto é, se elas utilizam a mesma faixa de frequências. A estimativa dessa relação, ou acoplamento, é feita para cada par de redes SFN dentro do cenário global da área de serviço. O acoplamento resultante é registrado em um gráfico. O SIR em cada ponto de teste é calculado e a região de borda, ou limite de cobertura, de cada SFN é ponderada pelo menor valor (pontos de teste nesse limiar são nomeados como “críticos”). Dentro de uma mesma faixa de frequência o gráfico de acoplamento é invertido para a representação de interferência, considerando as relações de proteção dadas, o que significa que o valor de acoplamento é irrisório ou nulo se a SIR excede a relação de proteção. O *Simulated Annealing* (Suman, 2004) foi adotado para a atribuição de frequências, embora no artigo não haja resultados sobre o desempenho do método.

A partir dos estudos e resultados apresentados, esse trabalho foi formulado tomando os pontos críticos para o planejamento de redes de radiodifusão baseadas no modelo de SFN. Os parâmetros mais impactantes foram identificados e o modelo computacional foi criado como uma forma de se reduzir os esforços de planejamento tanto para a implantação, como para a melhoria de redes já existentes.

3 - MODELO COMPUTACIONAL DO PLANEJAMENTO DE TVD

3.1 - PLANEJAMENTO DE COBERTURA DE SFN COM CUSTO MÍNIMO

Dentre os muitos aspectos que devem ser considerados durante o planejamento de cobertura de redes de radiodifusão, alguns são mais importantes: qualidade da cobertura, o tamanho da área de serviço, o custo de implantação e manutenção, a coordenação com redes existentes (controle de interferências) e a racionalização do uso de recursos. Dependendo de como esses e outros fatores são manejados no planejamento, há diversas estratégias possíveis. Quando a otimização está incorporada no projeto, cada um desses fatores pode ser parte da função objetivo, objeto de restrições ou simplesmente negligenciado ao longo do processo.

Na concepção de SFN, a principal preocupação é o controle do atraso temporal através da otimização dos parâmetros dos transmissores, tais como sua localização, a potência irradiada, a altura da antena que o sustenta, o diagrama da antena, a sincronização temporal de radiodifusão e o próprio número total de transmissores, todos podendo ser atribuídos individualmente. Esses parâmetros podem ser divididos em categorias segundo o seu comportamento discreto ou contínuo.

Assim como relatado em (Beutler, 1994), o planejamento do presente estudo tem como premissa a maximização da área de cobertura total da SFN, satisfazendo uma dada qualidade de sinal e restrições de interferência. Ademais, são tratadas a potência, características da antena e a localização dos transmissores. Inspirado em (Küchen, Becker e Wiesbeck, 1996) o processo de coordenação com redes existentes (através do controle interferência potencial) é sugerido. O algoritmo verifica a intensidade de campo interferente total criado pela SFN em coordenadas de pontos de teste localizados nas fronteiras da área de serviço. Se a intensidade de campo interferente excede o valor admissível predefinido, correções no padrão de antena e potência irradiada são aplicadas aos transmissores.

Propõe-se aqui uma formulação do problema para o planejamento eficiente de custo e cobertura de uma SFN, fornecendo serviços de radiodifusão em uma área de serviço predefinida com requisitos tanto de qualidade do sinal recebido, quanto sobre o nível de interferência. O problema foi concebido como um problema de otimização no qual a potência irradiada, altura, ganho, ângulo de cobertura e direção de propagação das antenas

são variáveis de decisão. Uma das principais contribuições do presente trabalho é a maximização da área de cobertura, como a vista em (Beutler, 1994), porém de forma mais simples, considerando-a como um parâmetro de entrada aplicado ao processo de otimização. Mais ainda, o custo da rede foi incorporado ao cálculo da função objetivo, simplificando o processo de decisão e avaliação de soluções. Isso resulta numa significativa redução de ônus computacional em comparação com abordagens nas quais os custos são considerados separadamente, antes ou após o planejamento da cobertura da área de serviço, tal como em (Tanyer, Yücel, e Seker, 1997). Há ainda um ganho substancial de representatividade ao se incorporar restrições de interferência mútua e exposição eletromagnética ao modelo, o que faz do método de otimização proposto aqui, uma evolução de abordagens anteriormente adotadas na literatura e sintetiza a contribuição inédita desse trabalho.

Problemas de planejamento de rede geralmente não exigem necessariamente serem resolvidos num tempo muito curto, em oposição a problemas de controle em tempo real. Considerando os esforços de engenharia empregados para tais atividades, o tempo disponível para obter uma solução satisfatória pode variar de algumas horas a vários dias. No planejamento manual, temos que lidar com cada problema particular e seu determinado espaço de estados e relação de interdependência com outros critérios. Em problemas menores, mesmo uma busca exaustiva, usando todas as configurações de parâmetros possíveis, pode ser uma abordagem viável, enquanto que para problemas maiores isso exigiria tempo excessivamente longo e esforço impraticável para encontrar a solução globalmente ótima. Conhecendo as dimensões do problema de DTV, técnicas de otimização computacional certamente devem ser empregadas.

A infinidade de possibilidades de combinações de variáveis faz do planejamento de DTV não tratável analiticamente. Entre os diversos cálculos envolvidos, um dos mais onerosos é atribuído à predição de cobertura, que usa modelos de propagação baseados em cálculos sofisticados envolvendo grande volume de dados topográficos. O somatório das variáveis log-normais no cálculo da probabilidade de cobertura local é construído com base em dados estatísticos. Para a determinação da probabilidade de cobertura para cada ponto de teste, deve-se calcular a contribuição construtiva ou interferente de cada transmissor nesse local. O estado então varia de elemento de área para elemento de área. Usa-se uma estimativa discreta para o cálculo do nível de interrupção, na qual o erro de estimativa é relacionado à

base de dados de quantização do terreno, ao modelo de propagação e à técnica de amostragem empregada.

Problemas de otimização dessa classe requerem muitas vezes abordagens heurísticas e estocásticas. A descrição detalhada dos métodos empregados para o tratamento do problema é dada nas seções seguintes. Assim, ao sugerir um algoritmo para o planejamento eficiente de redes SFN, buscou-se também identificar características inerentes às configurações de transmissores SFN que criem um padrão de melhoria e uma base de conhecimentos que pode ser de grande valia em aplicações futuras.

A otimização de redes de frequência única (Rebhan e Zander, 1993; Vélez, Angueira e De laVeja, 2000; Plets, Joseph, Angueira, *et al.*, 2010; Koutitas, 2010; Lanza, Gutiérrez, Barriuso, *et al.*, 2012; Lanza, Gutiérrez, Barriuso, *et al.*, 2011; Ligeti e Zander, 1999; Ligeti, 1999; Küchen, Becker e Wiesbeck, 1996; Santella, Martino e Ricchiuti, 2004; Ricny, 2007) com o propósito de adequada transmissão de sinais de televisão digital, geralmente emprega um modelo de otimização com um conjunto de variáveis de decisão, bem como um conjunto de métricas de desempenho, representado por funções-objetivos.

Na literatura, existem diversos métodos para otimização de SFN relatados (Koutitas, 2010; Lanza, Gutiérrez, Barriuso, *et al.*, 2012; Lanza, Gutiérrez, Barriuso, *et al.*, 2011; Ligeti e Zander, 1999; Ligeti, 1999; Küchen, Becker e Wiesbeck, 1996; Santella, Martino e Ricchiuti, 2004). Eles, independentemente do número de objetivos, aplicam o chamado método da soma ponderada (Deb, 2001; Miettinen, 1999) para avaliar as soluções candidatas, no qual a avaliação é dada por uma soma ponderada das funções-objetivo. Este método tem como principal desvantagem a incapacidade de gerar todas as relações de compromisso entre as soluções em problemas não-convexos. Além disso, existem várias soluções para um conjunto específico de pesos, ou seja, os pesos são também parâmetros a serem otimizados, o que pode resultar em desperdício de esforço computacional e acréscimo de complexidade ao modelo.

O planejamento de cobertura de SFN é, naturalmente, um problema de otimização multiobjetivo, e por isso é conveniente fornecer ao planejador do sistema as curvas de compromisso para a cobertura da área de serviço, o custo de implementação de rede, interferência interna e externa, entre outros.

Neste trabalho, é proposta uma nova abordagem baseada na avaliação multiobjetivo e multirestrição das soluções candidatas. Algumas metas, por exemplo, custo e cobertura, podem ser vistas como funções-objetivo e outras, por exemplo, exposição e interferência, podem ser tratadas como funções de restrição apresentadas para minimizar suas respectivas violações. Tal abordagem é capaz de orientar adequadamente o processo de pesquisa ao longo das melhores curvas de compromisso entre restrições e objetivos, que geralmente são conflitantes e incomensuráveis. Evidencia-se aqui a contribuição inédita do presente trabalho ao configurar objetivos e restrições adequadamente, alidados à simplicidade de um método de busca direta para a criação de um modelo robusto e flexível no planejamento de SFN.

3.2 - O MODELO DE REDES DE FREQUÊNCIA ÚNICA

3.2.1 - A representação da SFN

O modelo de simulação SFN empregado neste trabalho é ilustrado na Figura 3.1.

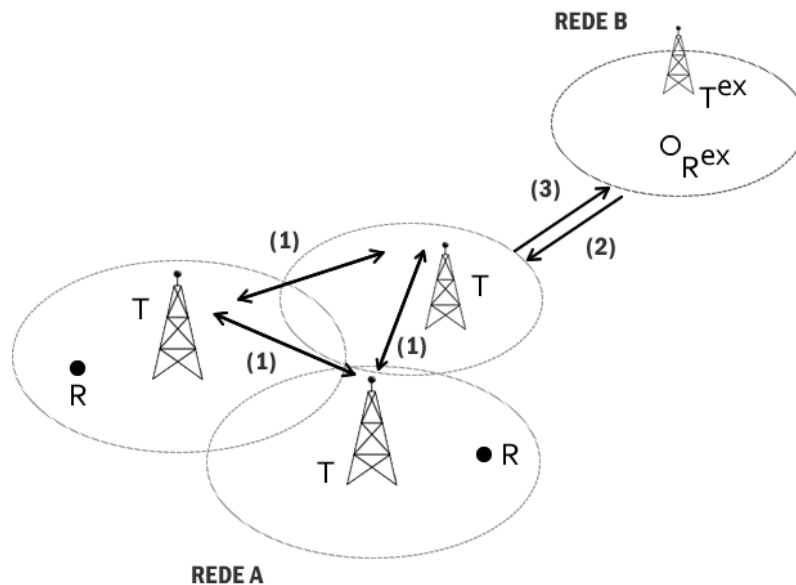


Figura 3.1 – Modelo de Redes de Frequência Única

O cenário é composto por uma área de serviço, os receptores (R), transmissores (T), transmissores externos interferentes (T^{ex}), e receptores externos interferidos (R^{ex}). Os receptores são tomados com distribuição uniforme ao longo da área de serviço, com um espaçamento mínimo de $\Delta s = 1$ Km. As antenas transmissoras são trisetorizadas a fim de moldar adequadamente a área de cobertura e evitar interferências, tanto quanto possível.

Para representar um cenário específico, os seguintes parâmetros devem ser especificados: o mapa de altimetria do terreno, ganhos de antenas transmissoras e receptoras, atenuação de setores, potência de transmissão, azimutes das antenas, frequência central do canal de transmissão e o tipo de área de serviço (urbana, suburbana ou aberta). Neste trabalho, o modelo Okumura-Hata, juntamente com o modelo de obstrução Deygout, foi adotado para estimar as perdas de propagação.

Para cada transmissor $T_i \in \{T_1, T_2, \dots, T_{N_t}\}$, os seguintes parâmetros são fornecidos:

- $s_i^a, s_i^b, s_i^c \in \{0,1\}$: três parâmetros do tipo ativo/inativo, indicando se os setores a , b e c da antena i estão ativos;
- $a_i^a, a_i^b, a_i^c \in A$: atenuação aplicada aos setores a , b e c da antena i , dado um conjunto discreto de possíveis atenuações A ;
- $h_i \in H$: altura da antena, dado um conjunto discreto de alturas possíveis H ;
- $P_i \in P$: potência isotrópica efetiva de irradiação, dado um conjunto discreto de possíveis níveis de potência P ;
- (x_i, y_i) : localização do transmissor, isto é, valores discretos sobre a representação matricial (*raster*) do terreno;
- $\theta \in [-90^\circ, 90^\circ]$: azimute do transmissor, em que, considerando $\theta = 0^\circ$, a abertura dos setores a , b e c da antena são $(-30^\circ, 90^\circ]$, $(90^\circ, -150^\circ]$ e $(-150^\circ, -30^\circ]$ respectivamente.

Para cada transmissor externo $T_i^{ex} \in \{T_1^{ex}, T_2^{ex}, \dots, T_{N_{te}}^{ex}\}$, os seguintes parâmetros são necessários:

- p_i^{ex} : potência isotrópica efetiva de irradiação;
- h_i^{ex} : altura da antena;

- (x_i, y_i) : localização do transmissor externo.

Para cada receptor interno $R_i \in \{R_1, R_2, \dots, R_{Nr}\}$, ou externo $R_i^{ex} \in \{R_1^{ex}, R_2^{ex}, \dots, R_{Nre}^{ex}\}$, os seguintes parâmetros devem ser especificados:

- (x_i, y_i) : localização do receptor;
- $h_i = h_i^{ex}$: altura do receptor;
- ganho da antena, que é adotado como 10 dBi neste trabalho.

3.2.2 - Cenário de avaliação do modelo SFN

Tomando os parâmetros de transmissores e receptores, além das informações do terreno, a relação sinal-interferência Γ , a probabilidade de cobertura p_c , os níveis de potência interferente P_{int} , e a exposição de emissão P_{exp} podem ser calculadas como se segue.

A Equação (3.1) fornece a relação sinal-interferência normalmente utilizada em modelos SFN (Rebhan e Zander, 1993; Koutitas, 2010; Ligeti e Zander, 1999; Ligeti, 1999a):

$$\Gamma = \frac{U}{I + N_0} = \frac{\sum_{i=1}^{Nt} U_i}{\sum_{i=1}^{Nt} I_i + \sum_{i=1}^{Nte} p_i^{ex} + N_0} \quad (3.1)$$

em que N_0 é o nível de ruído de fundo. U_i e I_i são, respectivamente, os componentes construtivos e destrutivos da SFN a ser avaliada, os quais podem ser calculados utilizando o modelo dado pelas equações (3.2), (3.3) e (3.4), admitindo que o receptor seja sincronizado com o primeiro sinal recebido no momento t_0 . A intensidade de p_i^{ex} é a contribuição do i -ésimo transmissor interferente externo operando na mesma frequência.

$$U_i = w(t_i - t_0)P_i \quad (3.2)$$

$$I_i = [1 - w(t_i - t_0)]P_i \quad (3.3)$$

em que P_i é a potência recebida do i -ésimo transmissor da SFN e

$$w(\Delta t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \Delta t < T_g \\ \frac{T_u - \Delta t + T_g}{T_u}, & T_g \leq \Delta t < T_f \\ 0, & \Delta t \geq T_f \end{cases} \quad (3.4)$$

dado que o período de símbolo $T_f = T_u + T_g$ é a soma do intervalo de guarda T_g e parte útil T_u do símbolo OFDM.

Seguindo o modelo k -LNM (modelo k -log-normal, ou k -lognormal model), como em (Lanza, A.L. Gutiérrez, I. Barriuso, et al., 2012; Santella, Martino e Ricchiuti, 2004), a probabilidade de cobertura é calculada assumindo que as variações de potências incidentes recebidas têm distribuição log-normal, com valores médios representados pelos níveis de energia dados em (3.1) e desvios-padrão pré-definidos, neste trabalho assumido como 5.5 dB para todos os níveis de potência recebidos. Assim, a probabilidade de cobertura numa dada posição é calculada de acordo com

$$p_c = \Pr(\Gamma > \Psi_0) \quad (3.5)$$

ou

$$p_c = \Pr\left(\frac{U}{I} > \Psi_0\right) \cdot \Pr\left(\frac{U}{N_0} > \Psi_0\right) \quad (3.6)$$

adotando o ruído e a interferência como variáveis aleatórias estatisticamente independentes (Rebhan e Zander, 1993), e fornecendo o limiar de aceitabilidade Ψ_0 . O procedimento para o cálculo da probabilidade p_c , aplicando-se a Equação (3.6) é mostrado no Apêndice A.

O nível de potência P_{int} que chega a partir do transmissor T e atinge um receptor externo interferido R_{ex} é dado por

$$P_{int} = \sum_{i=1}^{N_T} P_i \quad (3.7)$$

em que N_T é o número total de transmissores e P_{int} não deve exceder um limiar Ω_0 .

No Brasil, o nível de densidade de potência de referência para a exposição pública geral, tratando-se de campos eletromagnéticos variantes no tempo é de $f/200 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$, em que

f é a frequência central do canal, dada em MHz (ANATEL, 2002). Assim, a potência total, medida nos receptores, imediatamente antes da antena receptora, e tomando todos os transmissores, é dada por:

$$S_{exp} = \sum_{i=1}^{Nt} S_i \quad (3.8)$$

que não deve exceder um limiar de $f/200$.

Uma vez que os parâmetros e limiares de operação foram definidos, é possível modelar o processo de otimização ao se identificar as relações entre as variáveis e o método de avaliação das soluções criadas pelo otimizador.

3.3 - OTIMIZAÇÃO MULTIOBJETIVO E MULTIRESTRIÇÃO

3.3.1 - Representação multiobjetivo e multirestrição

Tipicamente, problemas de otimização do mundo real podem ser representados por um conjunto de equações com variadas restrições e objetivos (Ricny, 2007; Brownlee, 2012; Michalewicz e Fogel, 2010, Martins, 2012, Kumar, 2008), tais como:

$$\begin{aligned} & \text{minimize } y = [y_1(x), y_2(x), \dots, y_m(x)] \in Y \\ & \text{sujeito a } x = [x_1, x_2, \dots, x_n] \in X \\ & \quad g = [g_1(x, y), g_2(x, y), \dots, g_p(x, y)] \leq 0 \end{aligned} \quad (3.9)$$

em que $Y \in R^m$ é o espaço de funções-objetivo e $X \in R^n$ é o espaço de variáveis de decisão. A notação $g \leq 0$ é utilizada para fins de simplicidade, mas é fácil estendê-la a outras desigualdades e igualdades.

A fim de se avaliar numericamente a quantidade de restrições violadas, é proposta a seguinte representação alternativa de (3.9):

$$\begin{aligned} & \text{minimize } y = [y_1(x), y_2(x), \dots, y_m(x)] \in Y \\ & \text{sujeito a } x = [x_1, x_2, \dots, x_n] \in X \text{ e} \\ & \quad \text{à minimização de } h = [h_1(g_1), h_2(g_2), \dots, h_p(g_p)] \end{aligned} \quad (3.10)$$

em que

$$h_i(g_i) = \begin{cases} -\varepsilon, & g_i \leq 0 \\ g_i, & g_i > 0 \end{cases}, i = 1, 2, \dots, p \quad (3.11)$$

Para a i -ésima violação de restrição, g_i é a medida quantitativa da violação. Não havendo violação, a função de restrição é definida com um valor negativo infinitesimal $-\varepsilon$.

Na Equação (3.11), a minimização de h é preferida comparada à minimização de y , ou seja, a não violação das restrições precede a otimização das funções-objetivo. Assim, pode ser vista como uma representação de restrições severas. Por outro lado, uma representação de restrições brandas pode ser dada por

$$\begin{aligned} & \text{minimize } f = [y, h] \\ & \text{sujeito a } x = [x_1, x_2, \dots, x_n] \in X \end{aligned} \quad (3.12)$$

onde não há prioridade entre a otimização de objetivos e funções de restrição. Assim, $m + p$ funções (m funções-objetivo e p funções de restrição) são tomadas simultaneamente ao longo do processo de otimização.

3.3.2 - Avaliação com restrições severas

Para a representação com restrições severas, como na Equação (3.10), consideremos duas soluções candidatas x^a e x^b que tenham sido previamente avaliadas pela função objetivo e de restrição, dando (y^a, h^a) e (y^b, h^b) , respectivamente. Em um processo de otimização, a fim de classificar soluções candidatas atuais é adequado compará-las aos pares, aplicando o conceito de dominância de Pareto (Ricny, 2007; Brownlee, 2012; Martins, 2012), dado que o problema conta com mais de um critério de avaliação. A solução x^a é melhor, ou domina x^b , se: (i) x^a não viola qualquer restrição e x^b viola, ou (ii) as duas candidatas não violam quaisquer restrições e

$$\forall i \in \{1, 2, \dots, m\}: y_i^a \leq y_i^b \quad (3.13)$$

e

$$\exists j \in \{1, 2, \dots, m\}: y_j^a < y_j^b$$

ou (iii) ambas as candidatas violam uma ou mais restrições e

$$\forall i \in \{1, 2, \dots, p\}: h_i^a \leq h_i^b \quad (3.14)$$

e

$$\exists j \in \{1, 2, \dots, p\}: h_j^a < h_j^b$$

A Figura 3.2 ilustra a avaliação com restrições severas, sendo que, neste caso, as restrições são expressas como uma região factível dentro do espaço de objetivos. Na ilustração, as áreas tracejadas demarcam a região inviável. Os números que acompanham os pontos indicam a frente de Pareto (Ricny, 2007) a que pertencem. Embora os pontos (A) a (F) não sejam dominados no espaço de objetivos, apenas (C) e (D) são soluções não-dominadas em relação às restrições. Os círculos indicam as sete melhores soluções encontradas para o cenário proposto, com duas funções objetivo. Essa abordagem de representação acelera o progresso da busca em direção às soluções viáveis, uma vez que avalia positivamente pontos que não violam as restrições e os pontos que estão mais próximos da região viável.

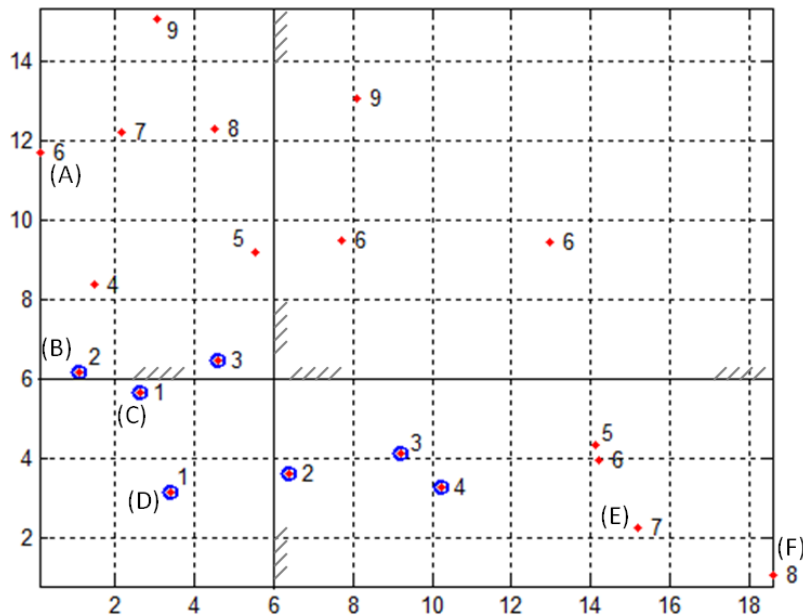


Figura 3.2 - Avaliação com restrições severas.

3.3.3 - Avaliação com restrições brandas

No caso da representação com restrições brandas – Equação (3.12), x^a domina x^b se

$$\forall i \in \{1, 2, \dots, m + p\}: f_i^a \leq f_i^b$$

e

(3.15)

$$\exists j \in \{1, 2, \dots, m + p\}: f_j^a < f_j^b$$

Os métodos de classificação de soluções acima indicados consideram um problema de minimização, mas eles podem ser facilmente convertidos para um problema de maximização, uma vez que a minimização de $\varphi(x)$ é equivalente à maximização de $-\varphi(x)$ e vice-versa.

3.3.4 - Algoritmo de otimização

Um algoritmo de otimização simples (busca direta) é utilizado em conjunto com o método de avaliação descrito na seção anterior. A simplicidade no algoritmo foi adotada intencionalmente para mostrar a capacidade inerente de classificação de dominância multi-critérios para fornecer naturalmente diversificação entre as soluções ao longo do processo de busca, evitando a estagnação em ótimos locais (Brownlee, 2012; Martins, 2012).

Algoritmo <i>Otimize</i>
Entrada: número de iterações N_{it} , vizinhos N_n , e soluções candidatas N_c
Saída: conjunto de melhores candidatas S
$S = \text{Inicialize}(N_c)$
$\text{Avalie}(S)$
Para $i = 0$ até N_{it}
$S' = \text{Varia}(S, N_n)$
$\text{Avalia}(S')$
$S = \text{SelecionaMelhores}(S, S', N_c)$
Fim para
Retorna S

A) Inicialização

Como primeiro passo da otimização, na função *Inicialize*, o primeiro conjunto de soluções candidatas S é inicializado aleatoriamente. Cada solução candidata é composta por N_t subconjuntos contendo os parâmetros de cada transmissor $T_i \in \{T_1, T_2, \dots, T_{N_t}\}$, isto é, os subconjuntos fornecem os valores de (a_i^a, a_i^b, a_i^c) , h_i , p_i e θ e para cada T_i , exceto para os parâmetros (s_i^a, s_i^b, s_i^c) , aos quais é atribuído (1,1,1), o que corresponde a todos os setores de todos os transmissores propostos estarem ligados *a priori*.

B) Avaliação

A avaliação multicritério de uma solução candidata, dado pela função *Avalie*, é realizada primeiramente com o cálculo da probabilidade de cobertura usando Equação (3.6), a potência interferente usando Equação (3.7), e a relativa exposição à radiação eletromagnética

usando a Equação. (3.8). Posteriormente, as quatro funções de avaliação são calculadas como se segue:

i) A cobertura $C_{\%}$ é a proporção de pontos de recepção R que têm probabilidade de cobertura superior a um determinado limiar ($p_c > \Psi_0$, com máximo de $C_{\%} = 1$).

ii) A proteção $I_{\%}$ é a proporção de pontos receptores externos R^{ex} que não excedem o limiar de interferência ($P_{int} < \Omega_0$, com máximo de $I_{\%} = 1$).

iii) A exposição $E_{\%}$ é a proporção de pontos de recepção R que não excedem o máximo de exposição à radiação ($S_{exp} < f/200$, com máximo de $E_{\%} = 1$).

iv) Finalmente, a quarta função de avaliação Co é o custo estimado da infraestrutura da SFN proposta.

Portanto, o conjunto de critérios disponíveis utilizado no modelo de otimização proposto é definido como $(C_{\%}, I_{\%}, E_{\%}, Co)$. A fim de selecionar as melhores candidatas em cada iteração do algoritmo de otimização com abordagem de restrições severas, a Equação (3.10) pode ser usada, definindo:

$$\begin{aligned} y &= [(1 - C_{\%}), Co] \\ &e \\ g &= [(1 - I_{\%}), (1 - E_{\%})] \end{aligned} \tag{3.16}$$

que representa uma otimização multiobjetivo y e multirestrição g . Por conseguinte, nesse caso, é desejável minimizar o custo e maximizar a área de cobertura, além da maximização da proteção contra interferências e a minimização da exposição à radiação.

Na otimização com restrições brandas, vista na Equação (3.12), pode-se definir:

$$f = [(1 - C_{\%}), (1 - I_{\%}), (1 - E_{\%}), Co] \tag{3.17}$$

que tipifica um problema de otimização multiobjetivo puro. Ambas as representações são aplicadas e comparadas no presente trabalho.

C) Variação

Cada solução candidata é variada ao selecionar e alterar um de seus parâmetros, atribuindo aleatoriamente um dos possíveis valores de seu respectivo conjunto, com exceção do valor de azimute, para o qual o novo valor é fornecido de acordo com a Equação (3.18):

$$\theta' = \theta + \sigma \cdot N(0,1) \quad (3.18)$$

onde θ é o azimute atual, θ' é o novo valor, σ é o desvio e $N(0,1)$ representa uma distribuição de probabilidade Gaussiana com média zero e desvio unitário. Empiricamente, o valor mais adequado encontrado para σ foi 5°.

Em cada iteração do otimizador, soluções modificadas, aqui chamadas de “vizinhas”, de cada uma das soluções candidatas atuais são geradas, criando o conjunto de novas soluções a serem comparadas.

D) Seleção

Ao longo da otimização, uma vez que o número corrente de soluções candidatas é limitado por N_c , é necessário truncar o conjunto de candidatas avaliadas em cada iteração do algoritmo. A seleção das melhores candidatas é realizada seguindo os passos:

i) Iterativamente classifica-se o conjunto $(1 + N_n) \cdot N_c$ de candidatas, utilizando o conceito de dominância de Pareto. Na primeira iteração ($i = 1$), as soluções candidatas não-dominadas são rotulados como pertencentes à primeira frente de Pareto (melhores soluções). Então, de forma incremental, na i -ésima iteração, ignorando as soluções já rotuladas, as candidatas não-dominadas são então rotuladas como pertencentes ao i -ésima frente. Esse processo é repetido até que o número de candidatas rotuladas seja maior ou igual a N_c . Todas as soluções não rotuladas são então eliminadas do conjunto inicial;

ii) Na sequência, as candidatas remanescentes com avaliações inferiores, rotuladas em frentes de maior ordem, são tomadas para nova poda. Iterativamente, uma candidata que tem a mínima distância média para seus k -vizinhos mais próximos é eliminada a cada passo (método k -vizinhos-mais-próximos, ou k -nearest-neighbors). Esse passo é repetido enquanto o tamanho do conjunto é maior que N_c .

O método *k-vizinhos-mais-próximos* (Silverman, 1986) é usado neste trabalho, devido à sua simplicidade e, devido aos bons resultados apresentados para a estimativa da densidade de soluções dentro do espaço de busca. O valor k é determinado pelo número inteiro mais próximo da raiz quadrada do número de candidatas a serem comparadas em cada etapa. Além disso, antes da aplicação desse método, cada função de avaliação (função de restrição ou objetivo) é normalizada dimensionando-a entre 0 e 1.

O método proposto de poda é capaz de preservar as candidatas com os valores de função de avaliação extremas e sustenta uma distribuição aproximadamente uniforme ao longo da melhor frente (primeira), tal como ilustrado na Figura 3.3. Na ilustração os círculos indicam os sete melhores pontos considerando duas funções-objetivo arbitrárias.

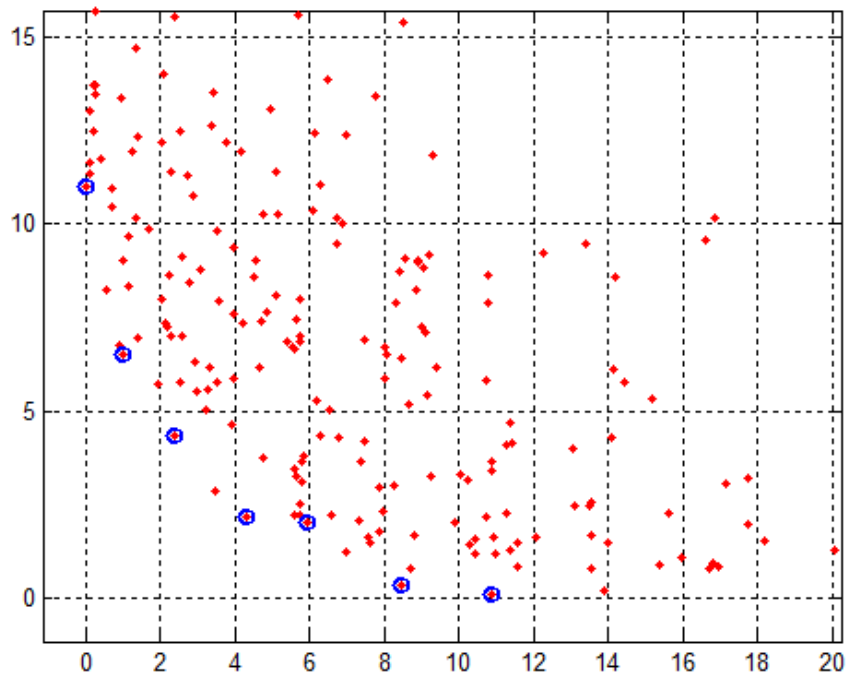


Figura 3.3 - Ilustração do método de poda.

3.4 - MÉTODO MONO-OBJETIVO DE AVALIAÇÃO

Com o propósito de validar a eficiência da representação multiobjetivo e multirestrição, o método de avaliação mono-objetivo proposto por (Ligeti, 1999a) foi implementado para comparação. Para tal aplicação, foi tomado o algoritmo *Otimize*, descrito na seção 3.3.4, modificando-se somente a forma de seleção dos melhores pontos ao longo das iterações. Em (Ligeti, 1999a), a avaliação de um candidato é dada por:

$$f = \frac{C_o}{C_{o_{max}}} + \alpha \cdot (1 - C_{\%}) + \beta \cdot (1 - I_{\%}) + \gamma \cdot (1 - E_{\%}) + \delta, \quad (3.19)$$

na qual, $C_{o_{max}}$ é um fator de normalização dado pelo maior custo possível (considerando todos os setores com máxima potência e maior altura de antena), α , β , γ ponderam as avaliações e δ é um fator adicional. Cabe ressaltar que o peso γ e seu respectivo critério $(1 - E_{\%})$ foram inseridos na expressão original de forma a considerar também a minimização da exposição aos campos eletromagnéticos. Os valores sugeridos em (Ligeti, 1999a) são $\alpha = 10$, $\beta = 10$ e $\delta = 1$. Ao fator γ foi atribuído o valor 10 para a aplicação deste método de avaliação.

Nota-se que, como se trata de uma avaliação mono-objetivo, a inclusão ou exclusão de novos critérios na expressão (3.19) demanda um novo estudo sobre os valores adequados dos fatores que os ponderam, o que corresponde a um processo adicional e manual de otimização dos parâmetros livres do método de busca.

Ademais, é importante notar que, diferentemente da inicialização do primeiro conjunto de soluções candidatas proposta em (Ligeti, 1999a), a qual é completamente aleatória no espaço de busca, neste trabalho adotou-se, como descrito na seção 3.3.4, uma inicialização também aleatória, exceto para os parâmetros referentes às atividades dos setores, os quais são todos considerados ativos na primeira iteração do algoritmo. A partir de observações empíricas, verificou-se que o fato de se privilegiar a cobertura nos estágios iniciais da busca permite a obtenção de melhores soluções ao final do processo de otimização.

3.5 - ESTUDOS DE CASO

Os estudos de caso seguintes usam parâmetros comuns apresentados nas tabelas 3.1 e 3.2, fundamentados nos documentos regulatórios do SBTVD.

Tabela 3.1 – Parâmetros comuns

Símbolo	Parâmetro	Valor
f	Frequência do canal	472 MHz
Ψ_0	Relação sinal-interferência mínima	17 dB
Ω_0	Limiar de proteção contra interferência	-65 dBW
T_g	Tempo de guarda do símbolo OFDM	224 μ s
T_u	Tempo útil do símbolo OFDM	896 μ s
N_0	Potência do ruído de fundo	-60 dBW
$h_R, h_{R^{ex}}$	Altura da antena receptora	5m
G_R	Ganho da antena receptora	10dBi
G_T	Ganho da antena transmissora	20dBi

Tabela 3.2 – Parâmetros de otimização

Símbolo	Parâmetro	Conjunto	Custo (normalizado)
A	Atenuações de setor possíveis	{0,3,6} dB	Irrelevante
H	Alturas de antena possíveis	{20,30,40,60}m	{160,180,250,350}
P	Potências de transmissão possíveis	{20,30,40}dBW	{50,100,150}

Todas as otimizações realizadas utilizaram número de iterações $N_{it} = 1000$, número de soluções vizinhas geradas $N_n = 1$ e $N_c = 30$ como total de soluções em cada iteração. Estes valores foram definidos após um estudo sobre a convergência do método quanto à obtenção de soluções satisfatórias, considerando um percentual mínimo de cobertura de 85% e, simultaneamente, a proteção dos pontos externos da ordem de 90%. Para tanto, realizou-se a rotina:

- o algoritmo *Otimizar* (seção 3.3.4) foi aplicado à otimização multiobjetivo e multirestrição referente à Equação (3.6), na qual o custo e a cobertura são objetivos e a proteção e a exposição são tomadas como restrições;
- foram realizadas 10 (dez) otimizações independentes;

A Figura 3.4 apresenta os resultados obtidos. Nota-se aqui que as otimizações independentes produziram soluções satisfatórias com até 1000 iterações, o que confirma a escolha adequada dos valores indicados para os parâmetros N_{it} , N_n e N_c .

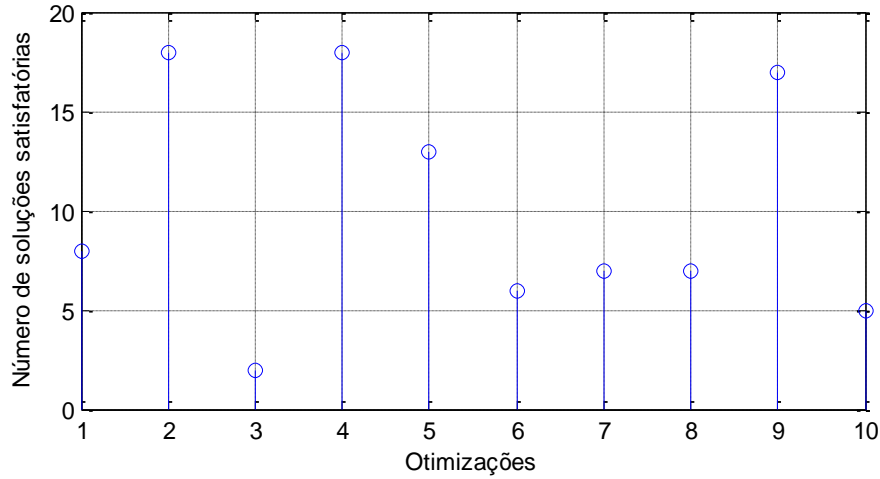


Figura 3.4 – Estudo de convergência.

A Figura 3.5 mostra o mapa de altimetria aplicado nos estudos de caso. O contorno da área de serviço (polígono interno) confina as possíveis localizações dos transmissores. O contorno externo contém os receptores externos. Este cenário ilustra um planejamento de SFN não interferente de um modo extremo, completamente circundado, uma vez que se faz necessário que o sinal fique confinado dentro da área de serviço.

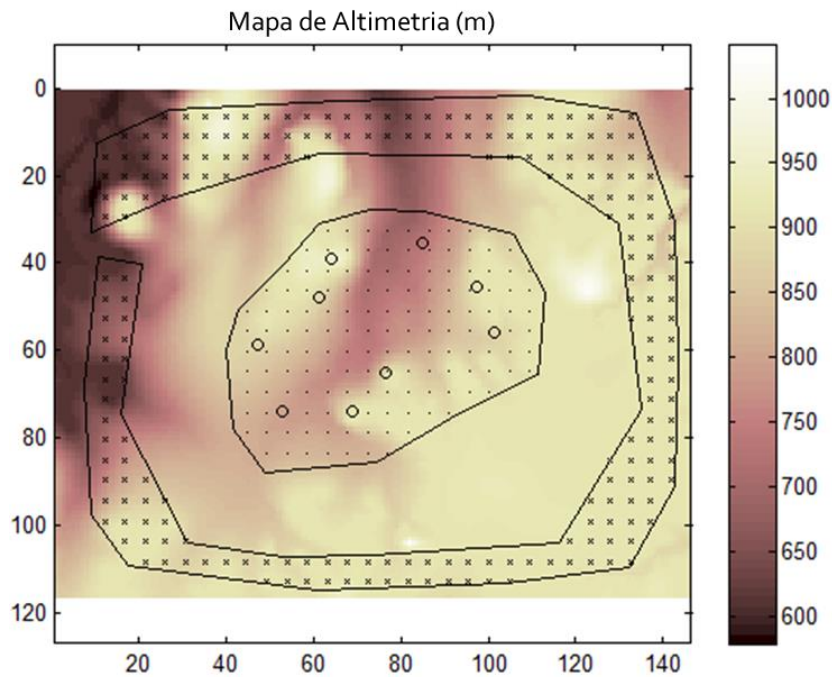


Figura 3.5 – Mapa de altimetria da área de serviço. Círculos marcam as localizações possíveis para os transmissores.

3.5.1 - Otimização de proteção e cobertura

A Figura 3.6 mostra as soluções candidatas visitadas durante o processo de busca e a Figura 3.7 apresenta as melhores candidatas, assumindo apenas a cobertura e a proteção como critérios de avaliação. A partir da curva de compromisso pode ser visto que, quanto maior a proteção, menor a cobertura. O custo de implementação da rede é negligenciado neste caso. A Figura 3.8 apresenta a probabilidade de cobertura sobre a área de serviço, e nota-se que a solução evita irradiar potência na direção dos receptores externos, definindo adequadamente os azimutes e a ativação de setores dos transmissores. Na Figura 3.9 mostra-se a relação sinal- interferência da solução e na Figura 3.10, a potência recebida externamente à SFN otimizada. A Tabela 3.3 mostra os índices, dentro do intervalo discreto de valores possíveis, das variáveis de decisão para a melhor solução encontrada.

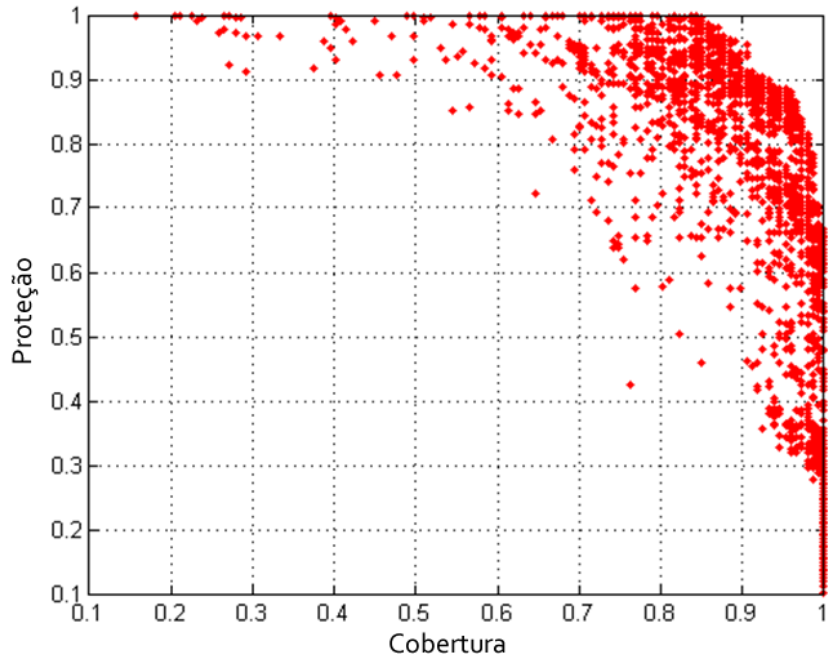


Figura 3.6 – Soluções candidatas visitadas para a otimização de proteção e cobertura.

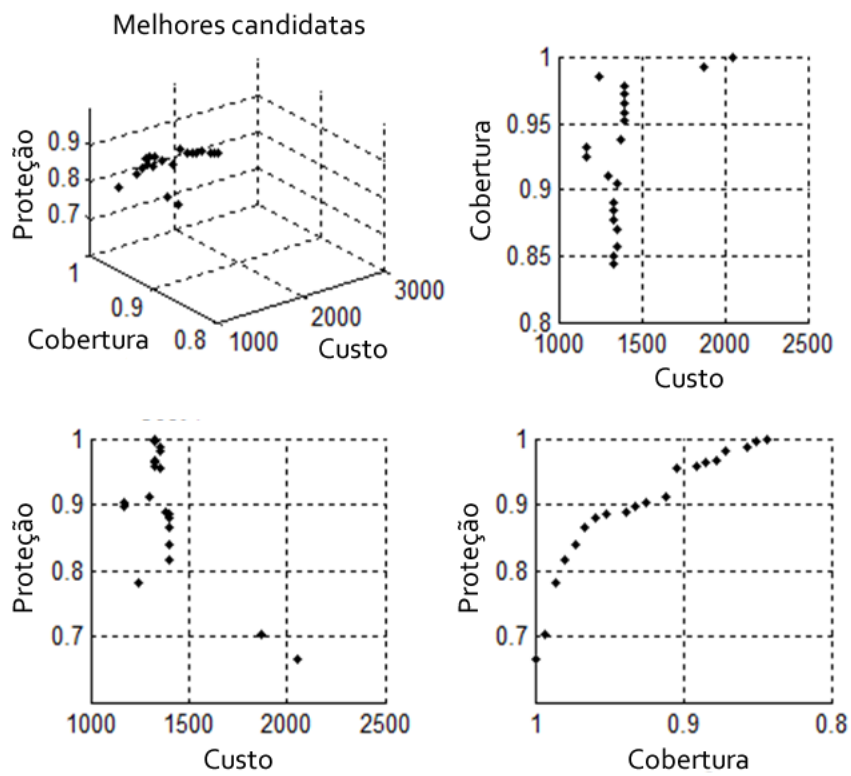


Figura 3.7 – Melhores soluções para a otimização de proteção e cobertura.

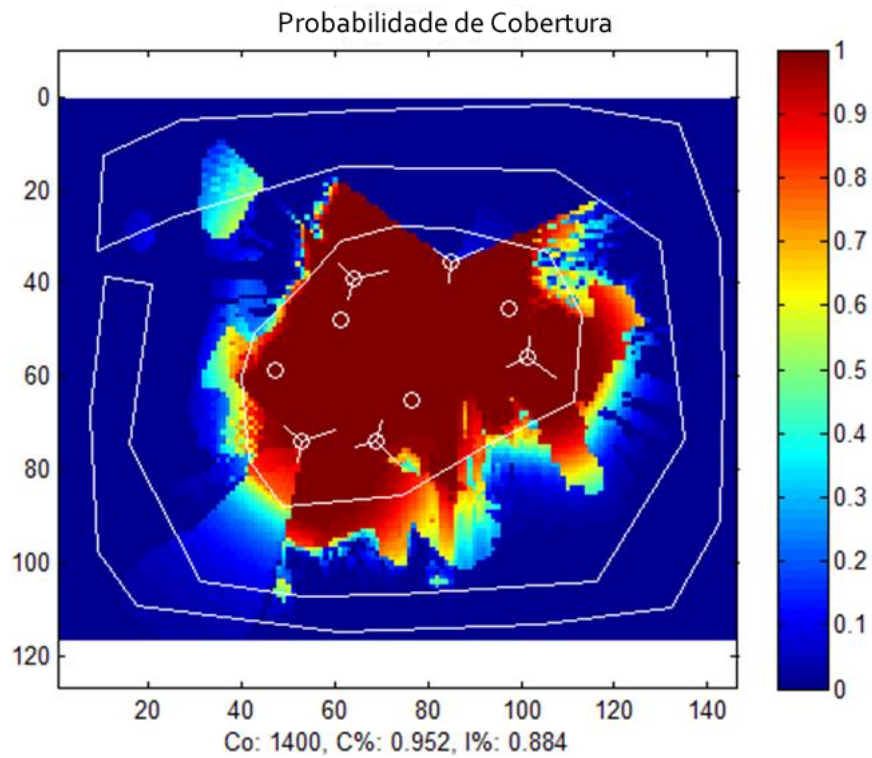


Figura 3.8 – Probabilidade de cobertura para a otimização de proteção e cobertura.

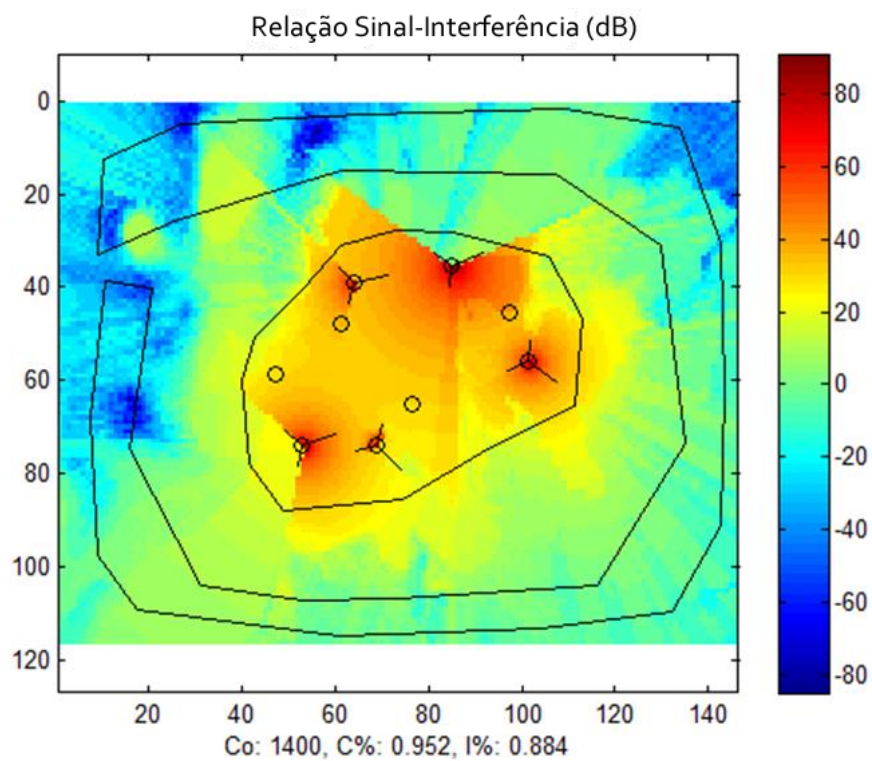


Figura 3.9 – Relação sinal-interferência para a otimização de proteção e cobertura.

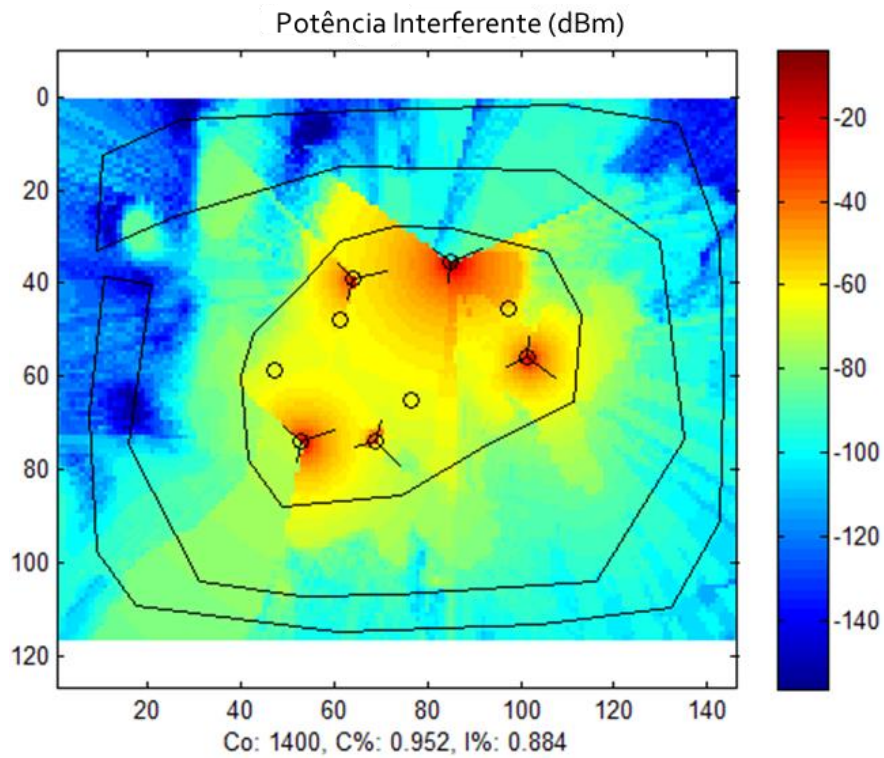


Figura 3.10 – Potência interferente para a otimização de proteção e cobertura.

Tabela 3.3 – Índices e valores das variáveis de decisão da melhor solução encontrada.

i_P	i_H	s^a	a^a	s^b	a^b	s^c	a^c	θ
2	3	0	3	0	1	0	1	41.00
1	2	0	1	1	2	0	1	13.41
1	3	0	3	0	1	0	1	41.00
1	2	1	2	1	3	1	2	-36.00
2	1	0	1	0	2	0	2	16.00
1	2	0	1	1	3	0	2	-46.00
2	1	1	3	0	1	1	3	18.32
1	3	0	3	0	2	0	1	-3.00
2	4	1	2	1	3	0	3	23.82

3.5.2 - Otimização de custo e cobertura

As soluções candidatas visitadas e as melhores soluções obtidas, ignorando os receptores externos, são mostradas nas Figuras 3.11 e 3.12, respectivamente, onde se nota que a cobertura e o custo são critérios conflitantes. As Figuras 3.13, 3.14 e 3.15 apresentam, respectivamente, a probabilidade de cobertura, a relação sinal-interferência e a potência interferente externa de uma solução não-dominada, na qual é empregado um único transmissor com maior altura de torre e emitindo a máxima potência disponível. Os melhores valores para as variáveis de decisão são mostrados na Tabela 3.4.

Naturalmente, a proteção poderia ser incluída, *a priori*, através da limitação da máxima potência efetiva irradiada em locais de transmissão. Assim, negligenciar a função de avaliação relacionada à proteção é razoável neste caso.

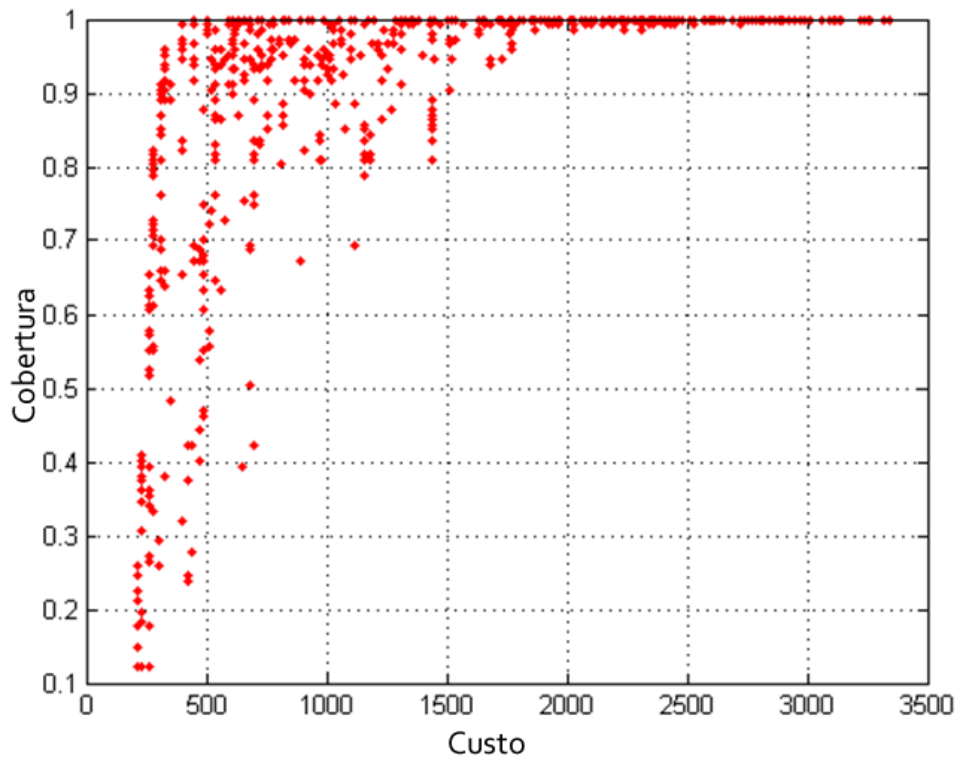


Figura 3.11 – Candidatas visitadas na otimização de custo e cobertura.

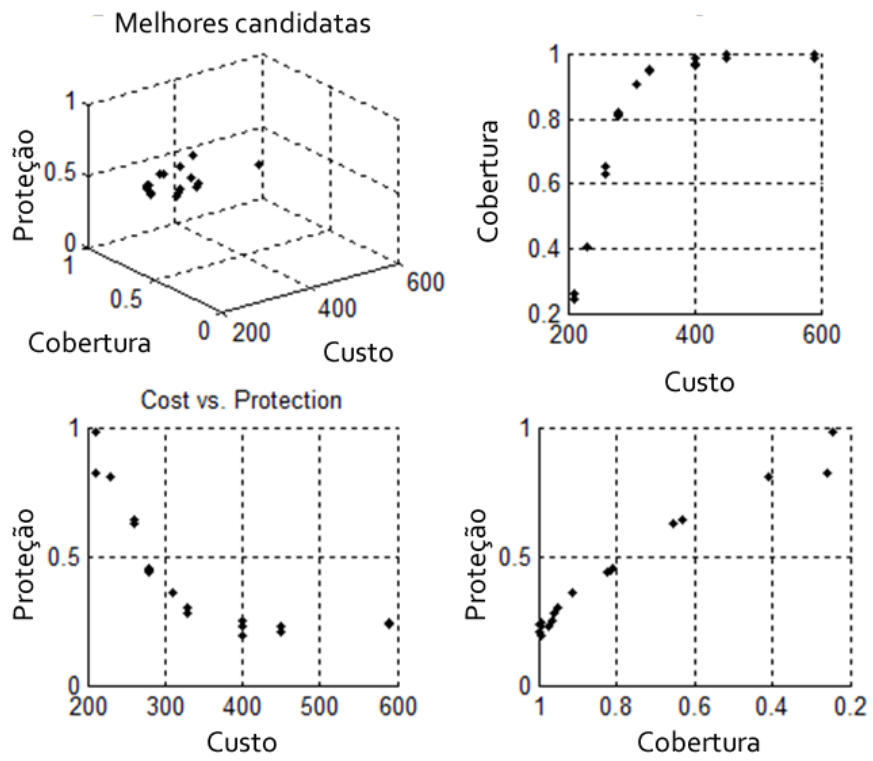


Figura 3.12 – Melhores soluções para a otimização de custo e cobertura.

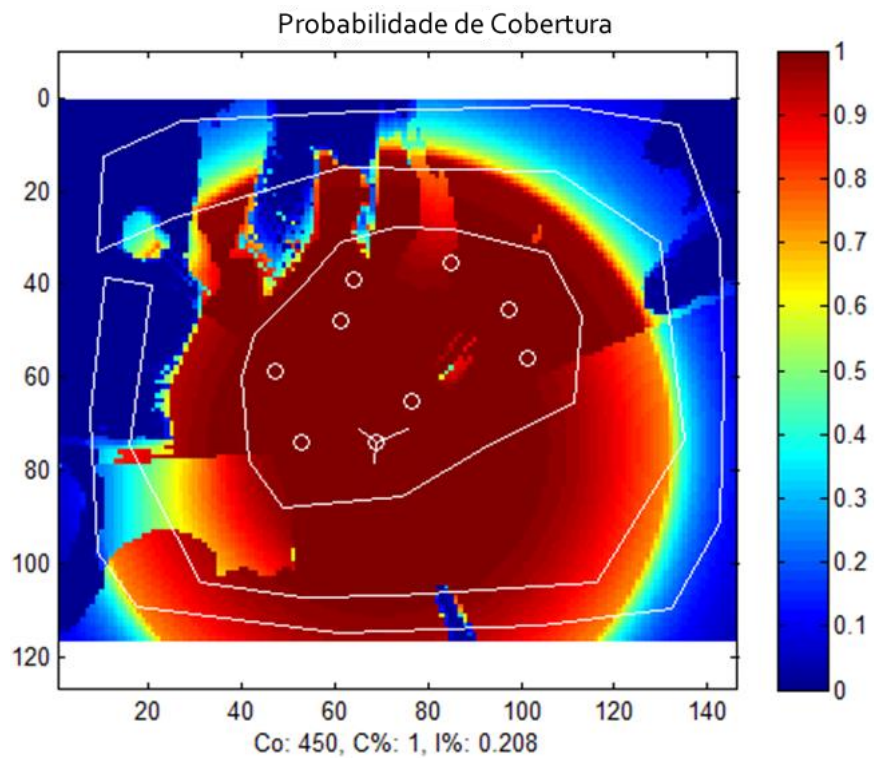


Figura 3.13 – Probabilidade de cobertura na otimização de custo e cobertura.

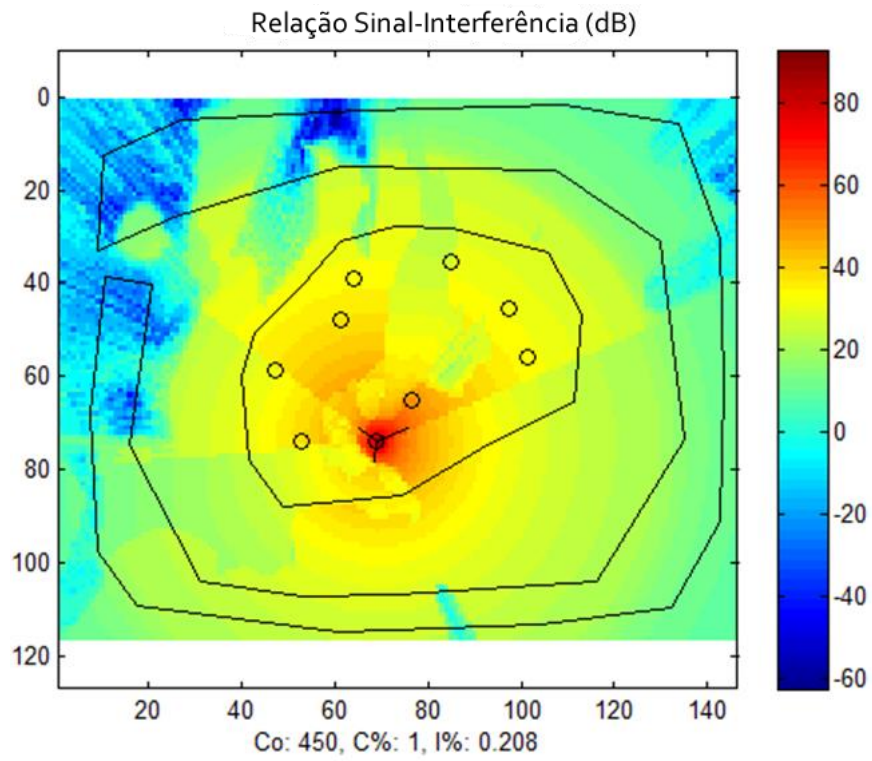


Figura 3.14 – Relação sinal-interferência na otimização de custo e cobertura.

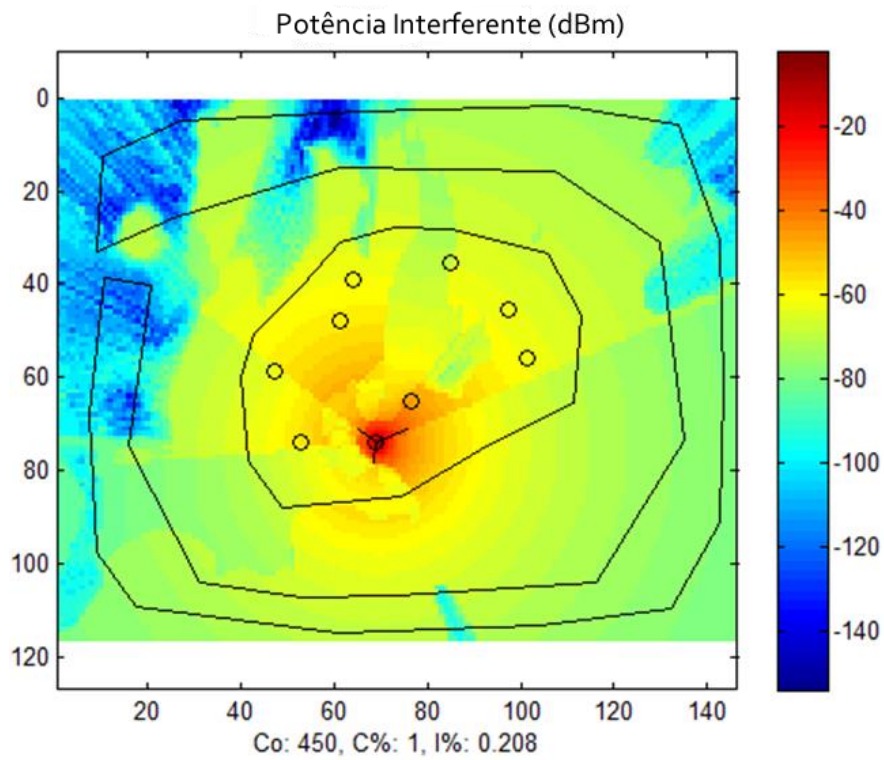


Figura 3.15 – Potência Interferente na otimização de custo e cobertura.

Tabela 3.4 – Índices e valores das variáveis de decisão da melhor solução encontrada.

i_P	i_H	s^a	a^a	s^b	a^b	s^c	a^c	θ
3	3	0	3	0	2	0	2	-89.00
1	2	0	2	0	3	0	2	5.00
1	1	0	2	0	3	0	1	-23.00
3	3	0	3	0	2	0	1	-49.00
2	2	0	2	0	3	0	2	-77.00
2	4	1	3	1	3	1	1	23.00
1	1	0	3	0	2	0	1	-68.00
1	1	0	3	0	2	0	1	65.00
2	2	0	3	0	2	0	3	-5.00

3.5.3 - Otimização de cobertura, proteção e custo

Para a otimização simultânea de cobertura, proteção e custo, os resultados mostrados nas Figuras 3.16 e 3.17 foram alcançados. Neste caso, ao invés de uma curva no espaço bidimensional de objetivos, tem-se uma superfície no espaço tridimensional dos objetivos. As projeções na Figura 3.17 mostram as relações entre as combinações de objetivos tomados aos pares. A probabilidade de cobertura, relação sinal-interferência e intensidade da potência interferente gerada são mostrados nas Figuras 3.18, 3.19 e 3.20, respectivamente.

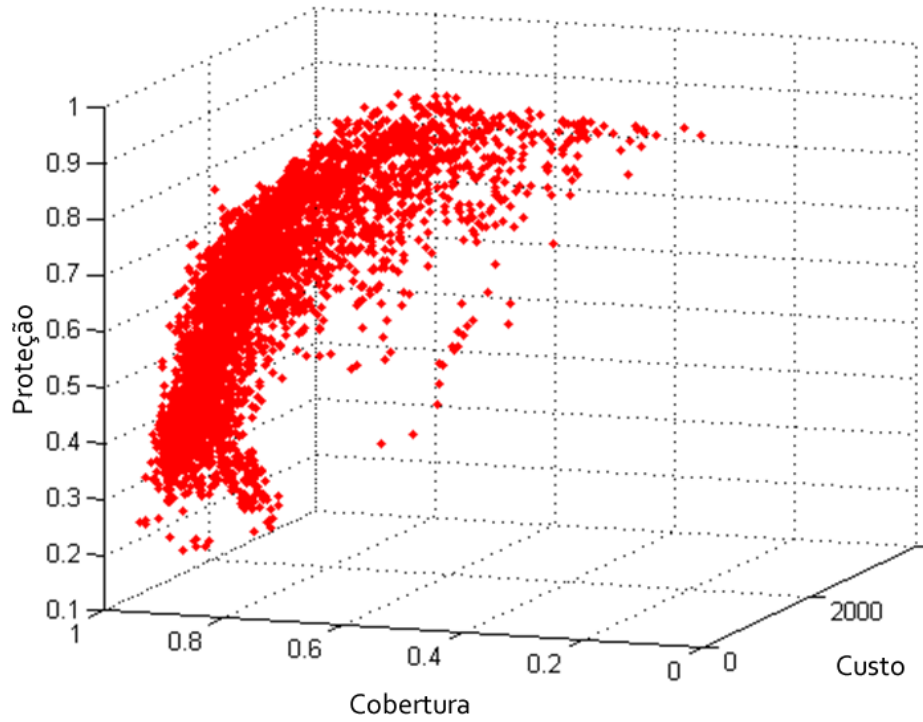


Figura 3.16 – Candidatas visitadas na otimização de cobertura, proteção e custos.

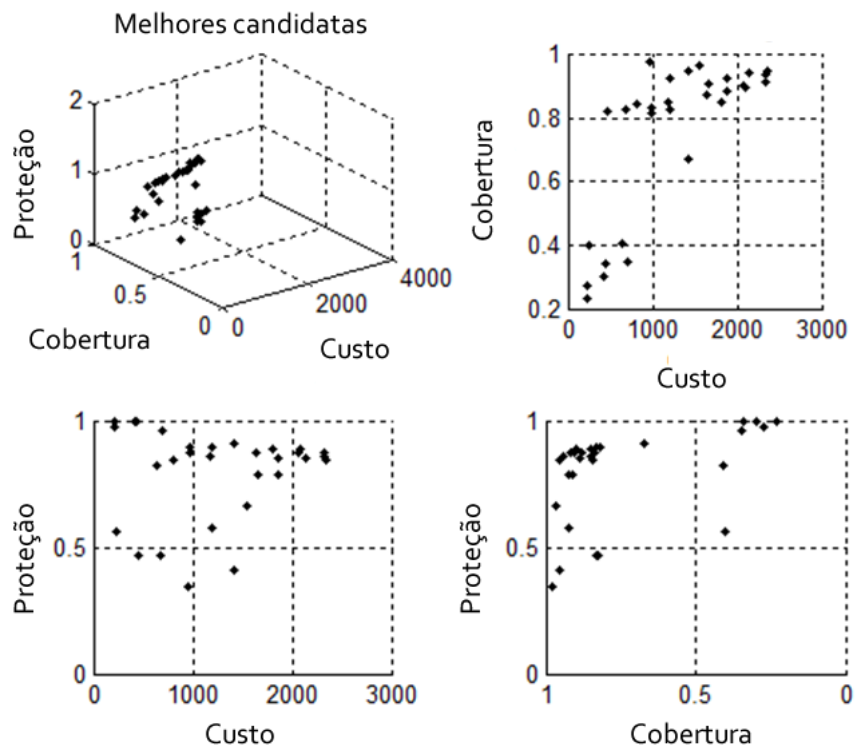


Figura 3.17 – Melhores soluções para a otimização de cobertura, proteção e custo.

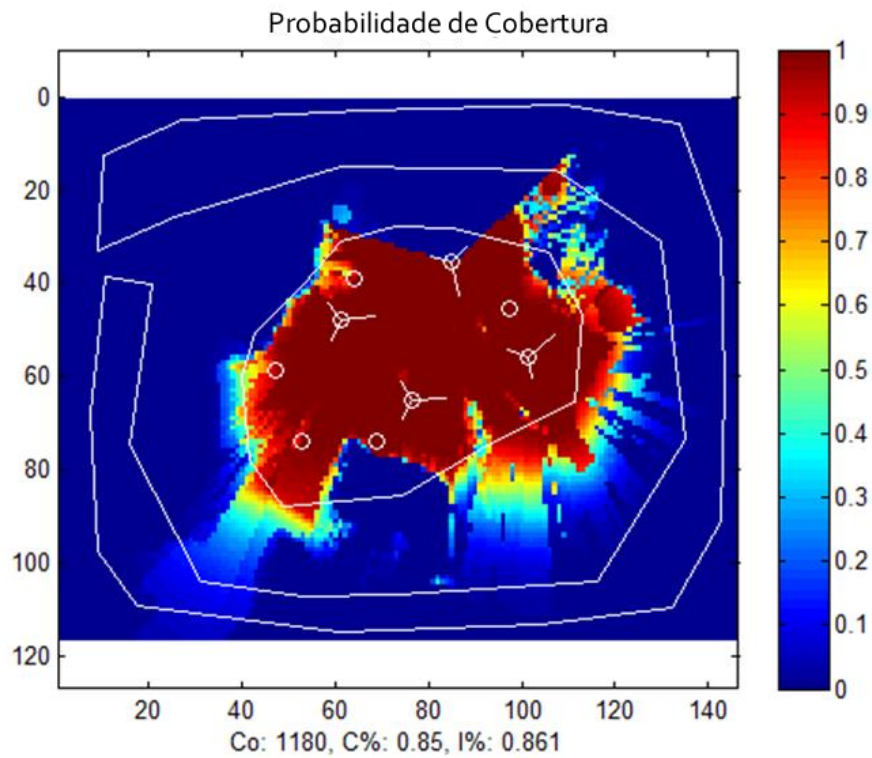


Figura 3.18 – Probabilidade de cobertura na otimização de cobertura, proteção e custos.

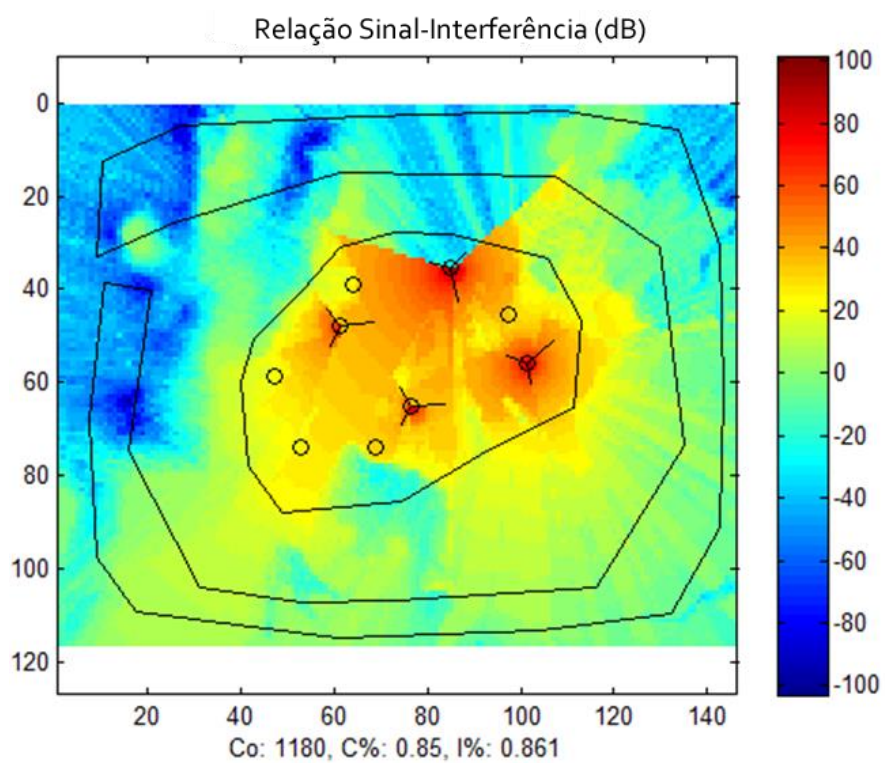


Figura 3.19 – Relação sinal-interferência na otimização de cobertura, proteção e custos.

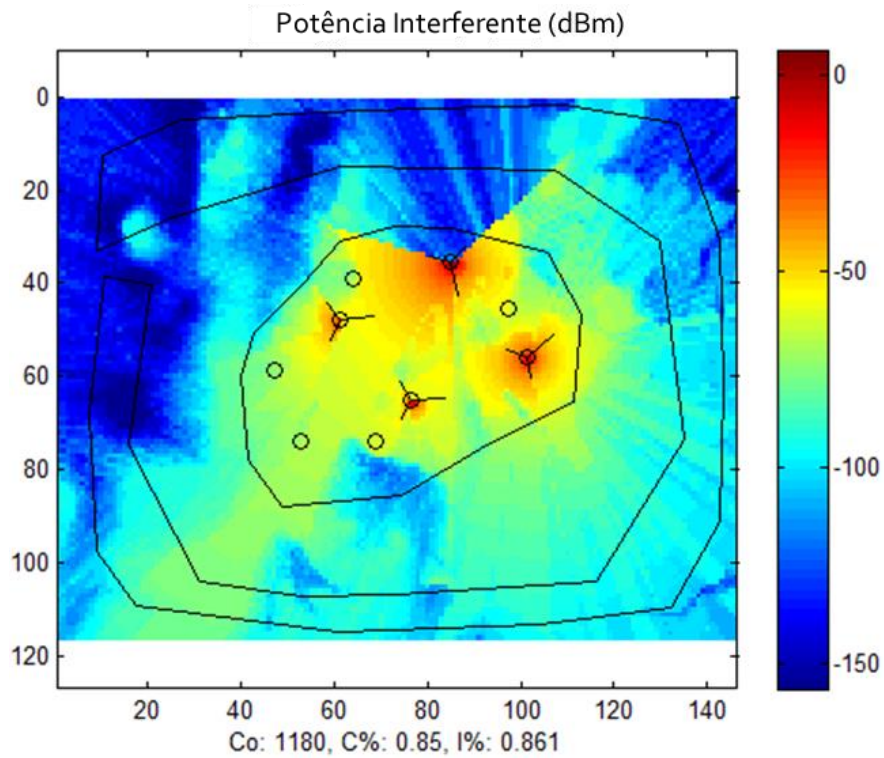


Figura 3.20 – Potência interferente na otimização de cobertura, proteção e custos.

Tabela 3.5 – Índices e valores das variáveis de decisão da melhor solução encontrada.

i_P	i_H	s^a	a^a	s^b	a^b	s^c	a^c	θ
1	4	0	1	1	3	0	1	7.00
1	1	0	1	0	2	0	3	68.00
1	1	0	1	0	3	0	3	-76.00
2	1	1	3	1	1	1	2	41.00
1	1	1	2	1	2	0	3	1.75
1	2	0	3	0	1	0	1	-30.00
2	2	0	3	0	3	0	2	-10.00
2	1	0	3	0	1	0	3	11.95
3	1	1	1	0	3	1	2	-76.82

3.5.4 - Otimização de custos e cobertura como objetivos e proteção como restrição

Neste caso, a cobertura e os custos são tratados como objetivos e a proteção é tida como a única restrição do problema de otimização. A curva de compromisso entre cobertura e custo é mostrada nas Figuras 3.21 e 3.22. Neste caso, o método é capaz de fornecer apenas soluções que não violam a restrição de proteção para o cenário de otimização dado. As Figuras 3.23 a 3.25 dão a visão espacial de uma das soluções da primeira frente (não dominada). Aqui, seis transmissores estão ativos.

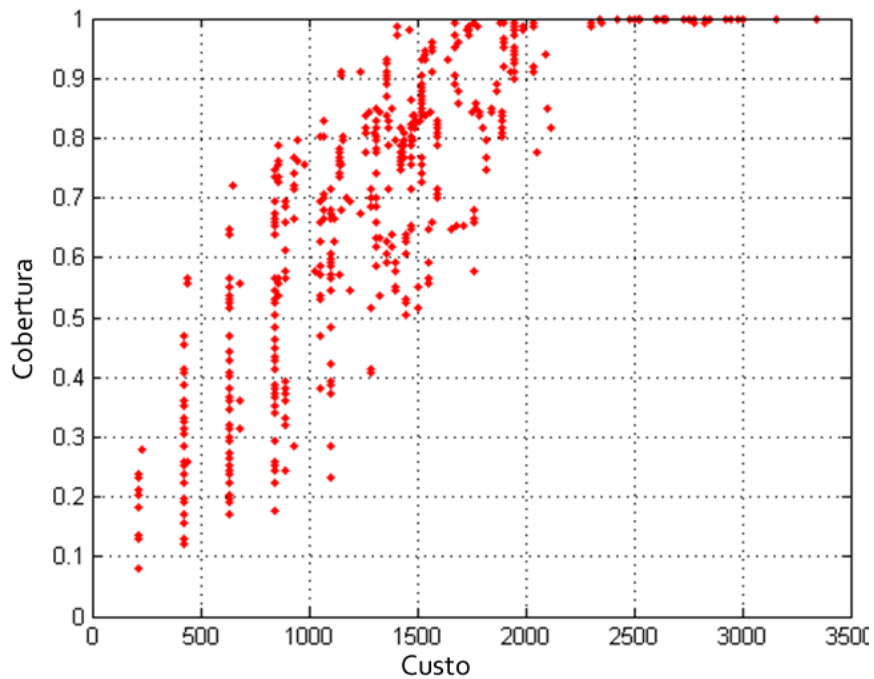


Figura 3.21 – Candidatas visitadas para a otimização de custos e cobertura como objetivos e da proteção como restrição.

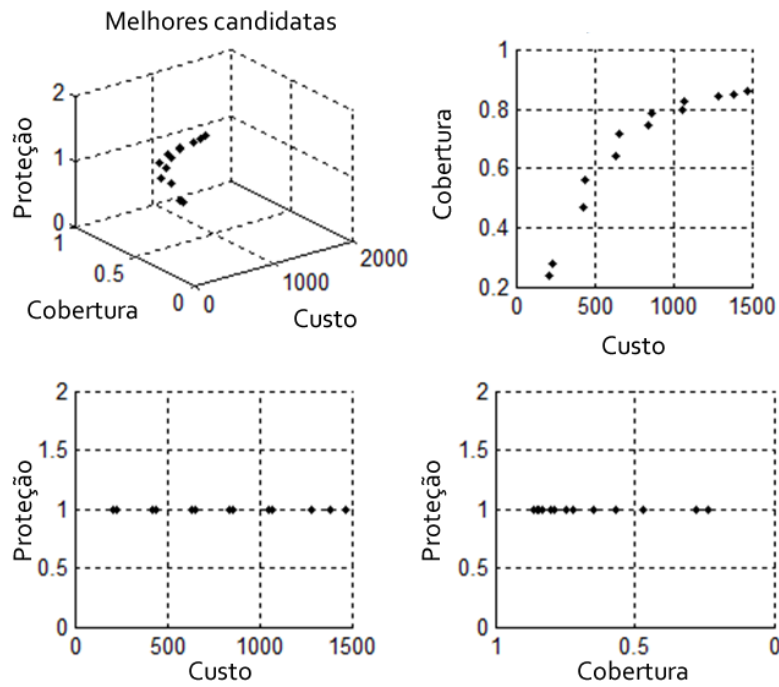


Figura 3.22 – Melhores soluções para a otimização de custos e cobertura como objetivos e da proteção como restrição.

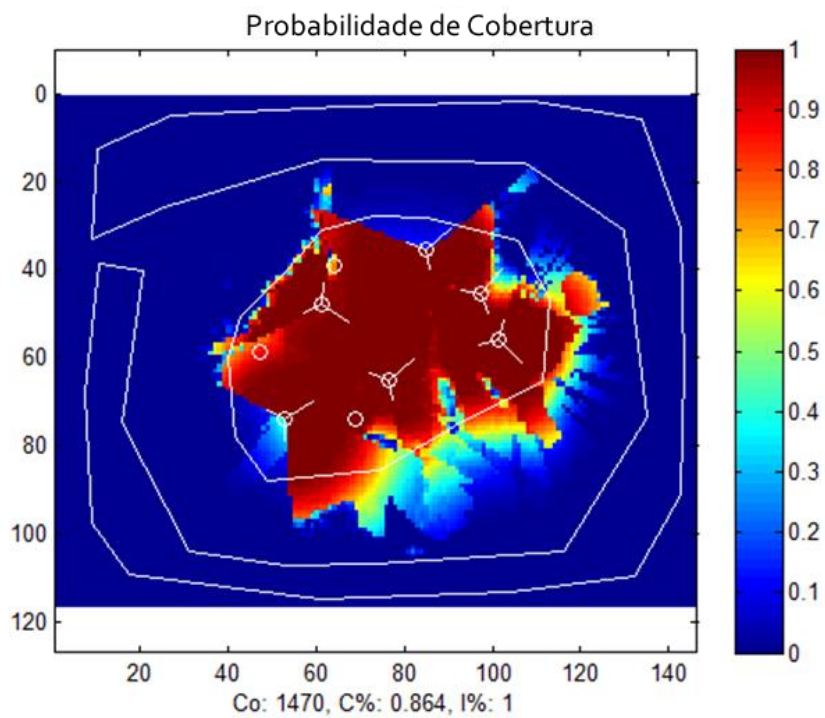


Figura 3.23 – Probabilidade de cobertura para a otimização de custos e cobertura como objetivos e da proteção como restrição.

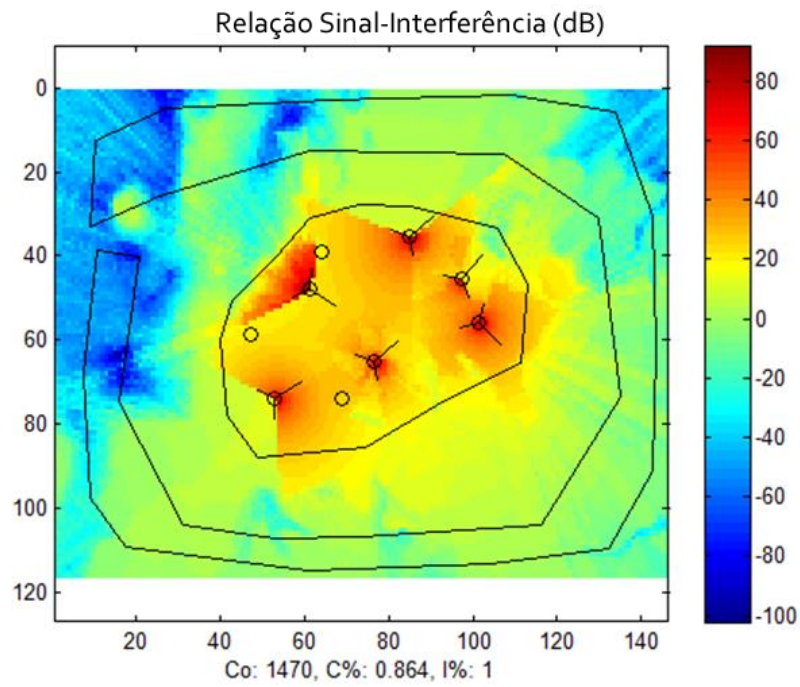


Figura 3.24 – Relação sinal-interferência para a otimização de custos e cobertura como objetivos e da proteção como restrição.

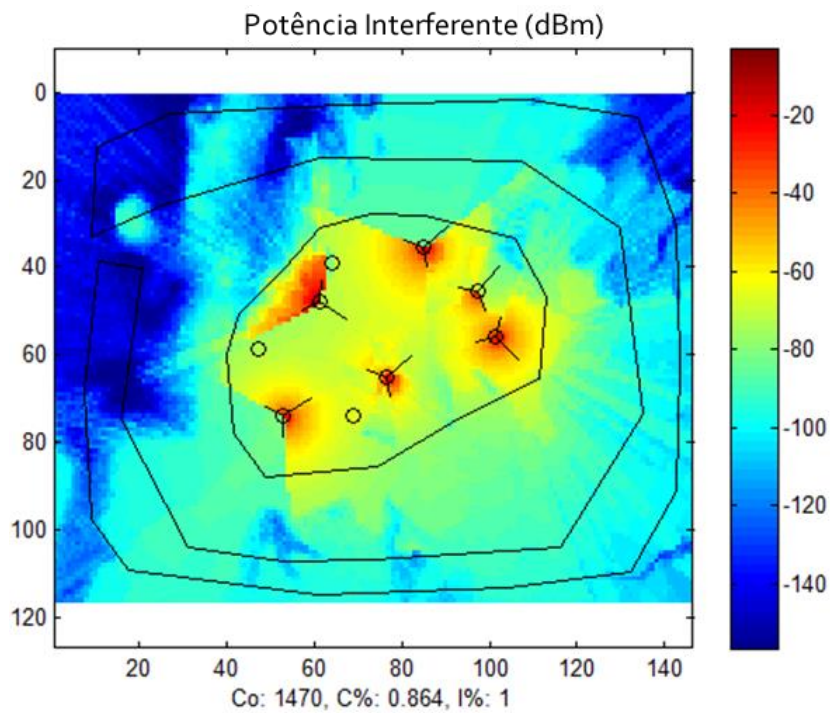


Figura 3.25 – Potência interferente para a otimização de custos e cobertura como objetivos e da proteção como restrição.

Tabela 3.6 – Índices e valores das variáveis de decisão da melhor solução encontrada.

i_P	i_H	s^a	a^a	s^b	a^b	s^c	a^c	θ
3	3	0	3	1	2	0	2	-33.98
3	2	0	2	0	3	0	3	0.08
1	1	0	1	1	2	0	1	50.07
1	1	1	1	1	2	1	1	-44.19
1	1	1	1	1	3	1	2	33.22
2	3	0	2	0	3	0	3	5.62
1	1	1	1	0	1	1	2	32.22
2	2	0	2	0	3	0	2	11.04
1	2	1	1	1	1	0	3	38.80

3.5.5 - Otimização de custos e cobertura como objetivos, proteção e exposição como restrições

Neste caso, a cobertura e os custos são tratados como objetivos e a proteção e a exposição são tomadas como restrições do problema de otimização. A Figura 3.26 mostra as soluções obtidas. Cabe ressaltar que todas as soluções alcançadas não violam as restrições referentes aos limiares de proteção e exposição eletromagnética, o que evidencia a eficácia da abordagem. As Figuras 3.27 a 3.29 mostram os resultados correspondentes a uma das melhores soluções, a qual apresenta um percentual de cobertura maior que 85% a um custo de 1410 unidades.

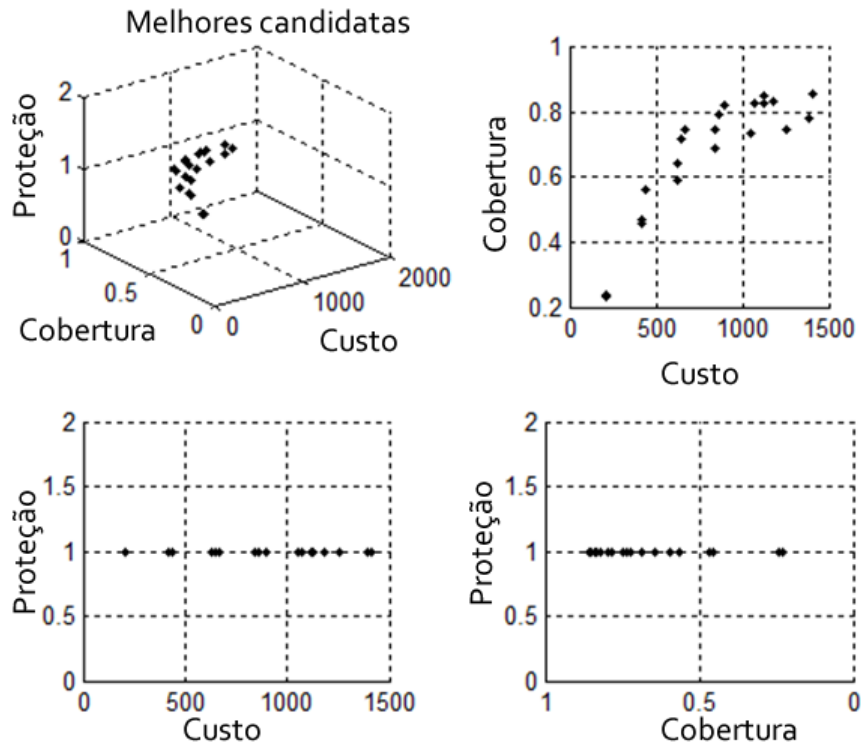


Figura 3.26 – Melhores soluções para a otimização de custos e cobertura como objetivos e proteção e exposição como restrição.

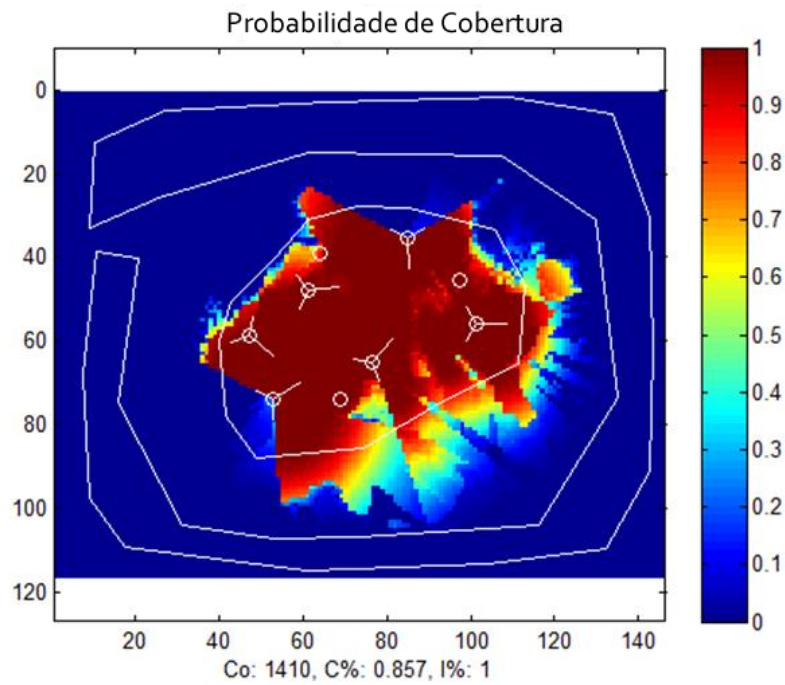


Figura 3.27 – Probabilidade de cobertura para a otimização de custos e cobertura como objetivos e proteção e exposição como restrição.

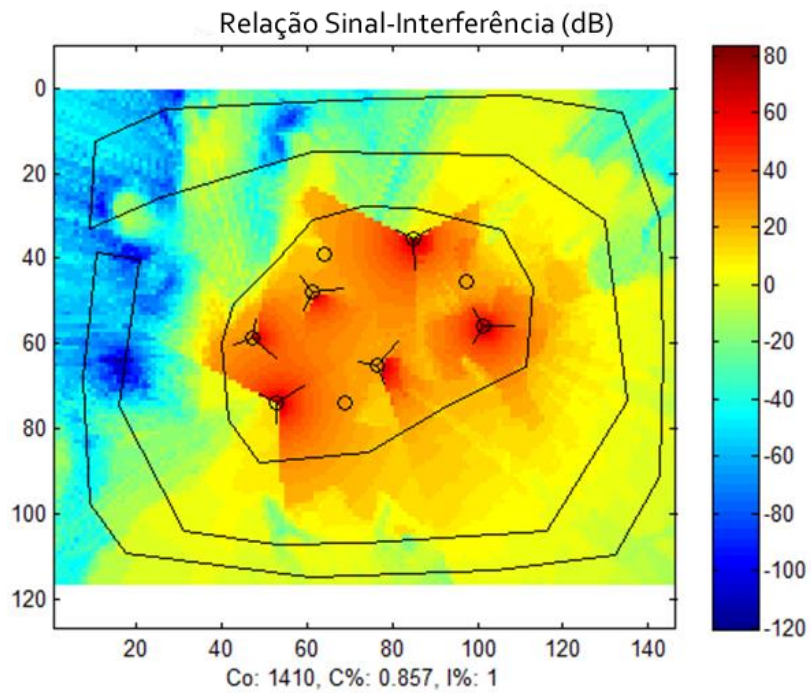


Figura 3.28 – Relação sinal-interferência para a otimização de custos e cobertura como objetivos e proteção e exposição como restrição.

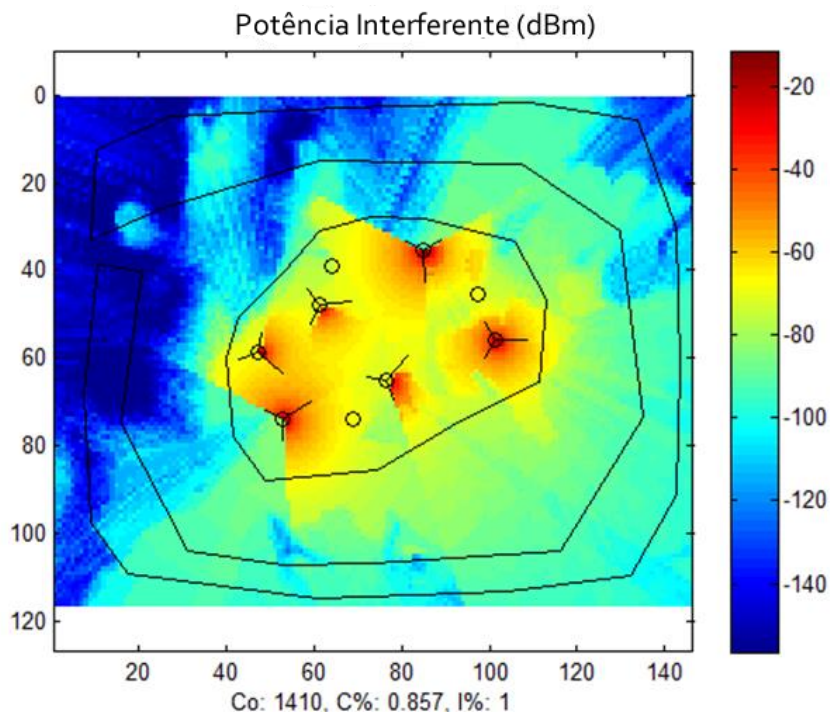


Figura 3.29 – Potência interferente para a otimização de custos e cobertura como objetivos e proteção e exposição como restrição.

Uma vez que o último estudo de caso ilustra o total potencial do método proposto neste trabalho, aqui, faz-se necessário uma análise dos resultados. Na Tabela 3.3, i_p corresponde ao índice relativo à potência $P(i_p)$ do conjunto disponível de potências de transmissão, segundo a Tabela 3.2. Analogamente, i_H referencia a altura de torre $H(i_H)$, $\{s^a, s^b, s^c\}$ explicitam, respectivamente, se há atividade (valor 1) ou inatividade (valor 0) em cada um dos setores a, b ou c , $\{a^a, a^b, a^c\}$ correspondem às atenuações de potência aplicadas aos setores e θ corresponde ao azimute da antena. Cada linha da Tabela 3.3 refere-se a um dos possíveis transmissores do problema de planejamento (Figura 3.5). Os transmissores cujas implantações são propostas pela solução são aqueles com pelo menos um setor ativo, os quais são indicados em destaque na Tabela 3.7.

Tabela 3.7 – Parâmetros da solução.

i_p	i_H	s^a	a^a	s^b	a^b	s^c	a^c	θ
1	1	1	2	0	3	0	3	6,39
3	1	0	2	0	2	0	2	-62,79
3	1	0	2	0	3	0	3	58,61
1	1	1	1	1	1	1	2	-0,05
1	3	1	2	0	3	0	1	48,72
1	4	0	2	0	1	0	2	-90
1	2	1	2	0	2	1	1	32,12
1	2	0	2	0	1	1	3	-41,03
1	2	1	1	0	2	1	1	-87,11

Percebe-se que, visando minimizar o custo total e maximizar a cobertura, atendendo também às restrições, o algoritmo de otimização encontrou uma solução de compromisso, na qual são tomadas 6 (seis) torres com a menor altura possível (prevalência dos índices 1 e 2 de H) e emitindo a mais baixa potência disponível (índice 1 do conjunto P).

3.5.6 - Comparações entre as abordagens

Com o propósito de avaliar o desempenho da abordagem proposta, o algoritmo *Otimizar* (seção 3.3.4) foi aplicado tomando-se as formas de avaliação multiobjetivo e multirestrição

(Equação 3.16), multiobjetivo puro (Equação 3.17) e mono-objetivo (Equação 3.19). Os métodos foram aplicados duas vezes, considerando-se dois conjuntos de critérios: (i) custo, percentual de cobertura e percentual de proteção; e (ii) custo, percentual de cobertura, percentual de proteção e percentual de exposição. Os resultados são apresentados a seguir.

A) Otimização de Custo, Cobertura e Proteção

Para a abordagem puramente multiobjetivo, tomou-se o vetor de critérios de avaliação $[(1 - C_{\%}), (1 - I_{\%}), Co]$. No caso da abordagem multiobjetivo e multirestrição, $[(1 - C_{\%}), Co]$ foi tomado como vetor de objetivos e $[(1 - I_{\%})] \leq 0$ como única restrição. A avaliação mono-objetivo foi feita aplicando-se $Co/Co_{max} + \alpha \cdot (1 - C_{\%}) + \beta \cdot (1 - I_{\%}) + \delta$, tomando-se os valores explicitados na seção 3.4 para os fatores α , β e δ .

Foram feitas 30 otimizações independentes com cada configuração, aplicando-se os parâmetros das Tabelas 3.1 e 3.2 no cenário mostrado na Figura 3.5.

Os resultados explicitados na Tabela 3.8 foram então obtidos. Nela, “X (Y)” representa o percentual de soluções dominadas (inferiores), X, e o percentual de soluções não-dominadas (não-inferiores), Y, da respectiva abordagem, quando comparada à outra. Dos dados comparativos, referentes às soluções obtidas após 30 aplicações de cada abordagem, foram removidas as soluções de baixa qualidade, quais sejam: aquelas com percentual de cobertura menor que 85% e com percentual de proteção inferior a 90%.

Tabela 3.8 – Comparações entre as abordagens.

Abordagens	Mono-objetivo	Mutiobjetivo	Multiobjetivo e Multirestrição
Mono-objetivo	-	0% (100%)	5,88% (94,12%)
Mutiobjetivo	100% (0%)	-	100% (0%)
Multiobjetivo e Multirestrição	0% (100%)	0% (100%)	-

Na Tabela 3.8, nota-se que a abordagem multiobjetivo e multirestrição apresentou o desempenho sensivelmente melhor que a abordagem mono-objetivo, visto que nenhuma de suas soluções é dominada por soluções dos demais métodos. Além disto, 5,88% das soluções obtidas por meio da abordagem mono-objetivo são inferiores a soluções obtidas pela abordagem multiobjetivo e multirestrição. O método multiobjetivo puro, correspondente ao tratamento brando da restrição referente à proteção, foi inferior aos demais métodos de avaliação. Este resultado pode ser explicado qualitativamente observando-se que:

- a) A abordagem mono-objetivo tende a privilegiar uma direção de busca no espaço de decisão, o que imprime uma rápida convergência para um valor mínimo, mesmo que para um mínimo local;
- b) A abordagem puramente multiobjetivo, correspondente ao tratamento brando de restrições, não privilegia nenhuma das métricas de avaliação, o que fomenta uma procura de caráter mais global dentro do espaço de busca e distribui o esforço de busca em várias direções, necessitando assim de mais iterações para alcançar o melhor balanço entre os critérios.
- c) A abordagem multiobjetivo e multirestrição, correspondente ao tratamento rigoroso de restrições, privilegia a busca da região restrita (onde não há violação de restrições). Uma vez que esteja dentro da região restrita, esta abordagem procura distribuir os pontos em frentes que contemplam o compromisso entre os critérios tratados como objetivos. Assim, em um primeiro momento, a convergência se dá na direção do espaço restrito para que, em seguida, haja uma convergência na direção da frente ótima de Pareto. Portanto, a exploração do espaço de busca é otimizada.

B) Otimização de Custo, Cobertura, Proteção e Exposição

Neste caso, para a abordagem multiobjetivo e multirestrição, $[(1 - C_{\%}), Co]$ foi tomado como vetor de objetivos e $[(1 - I_{\%}), (1 - E_{\%})] \leq 0$ como vetor de restrições. A avaliação mono-objetivo foi feita aplicando-se $Co/Co_{max} + \alpha \cdot (1 - C_{\%}) + \beta \cdot (1 - I_{\%}) + \gamma \cdot (1 - E_{\%}) + \delta$, tomando-se os valores explicitados na seção 3.5 para os fatores α , β , γ e δ .

Tabela 3.9 – Comparações entre as abordagens.

Abordagens	Mono-objetivo	Multiobjetivo e Multirestrição
Mono-objetivo	-	0% (100%)
Multiobjetivo e Multirestrição	0% (100%)	-

Na Tabela 3.9, a expressão “X% (Y%)” representa o percentual de soluções dominadas (inferiores), X, e o percentual de soluções não-dominadas (não-inferiores), Y, da respectiva abordagem, quando comparada à outra. Na tabela, vê-se que as abordagens apresentaram desempenho equivalente, quando são analisadas apenas soluções de qualidade. Considera-se aqui que uma solução de qualidade é aquela com percentual de cobertura não-inferior a 85%, com percentual proteção não-inferior a 90% e com percentual de exposição igual a 0%.

Este resultado mostra que os pesos atribuídos aos critérios $\alpha = 10$, $\beta = 10$, $\gamma = 10$ e $\delta = 1$ da abordagem mono-objetivo são adequados para o cenário proposto. Não obstante, os valores dos fatores α , β e δ foram obtidos em (Ligeti, 1999a) após um estudo dos seus impactos no processo de otimização. O valor apropriado para o parâmetro adicional γ , referente ao novo critério, $(1 - E_{\%})$, foi obtido previamente por meio de estudo prévio de valores. Com o valor $\gamma = 10$, observou-se os melhores resultados. Aqui, verifica-se que, ao se adicionar novos critérios, os fatores de ponderação devem também ser alvos do mesmo tipo de estudo, visto que valores ruins podem prejudicar o processo de otimização, cujo objetivo é encontrar soluções que simultaneamente minimizem, de modo balanceado, todos os critérios.

Caso se considere uma solução de qualidade como aquela com percentual de cobertura não-inferior a 85%, com percentual de proteção contra interferências não-inferior a 100% e com percentual de exposição excedida igual a 0%, a abordagem multiobjetivo e multirestrição se mostra superior, visto que nenhuma das soluções obtidas por meio da abordagem mono-objetivo satisfaz tais critérios. Ou seja, como as restrições são explicitamente tratadas na abordagem multiobjetivo e multirestrição, estas são priorizadas ao longo do processo de

otimização, o que permite, para este cenário, a obtenção de soluções que não violam as restrições de proteção e de exposição; o que seria exigido num planejamento real pelos órgãos reguladores. Para que a abordagem mono-objetivo privilegie o atendimento das restrições, um novo conjunto de valores dos pesos (α , β , γ e δ) deve ser estipulado mediante novo estudo sobre seus impactos no processo de busca, o que pode tornar o processo de planejamento consideravelmente mais demorado e custoso.

As Tabelas 3.10 e 3.11 mostram um comparativo entre o uso da abordagem mono-objetivo com o ajuste dos pesos e o com o uso arbitrário de valores unitários, respectivamente. Nota-se que com o uso de pesos ajustados ($\alpha = 10$, $\beta = 10$, $\gamma = 1$ e $\delta = 10$), o algoritmo consegue balancear melhor os critérios, chegando a percentuais de cobertura e proteção superiores a 90%, embora eleve os custos. Sem o devido tratamento dos pesos ($\alpha = 1$, $\beta = 1$, $\gamma = 1$ e $\delta = 0$), como apresentado na Tabela 3.10, a abordagem mono-objetivo privilegia a minimização dos custos e limita seu potencial de melhoria dos demais critérios. Esse comportamento reforça a ideia de que, para a abordagem mono-objetivo, o tratamento dos pesos é uma etapa a mais de otimização, visto que impacta diretamente o desempenho final das soluções. O método multi-objetivo e multirestrição proposto neste trabalho supera também essa limitação e não necessita de tratamento prévio de pesos para a otimização, tornando-o mais simples e robusto.

Tabela 3.10 – Mono-objetivo com pesos ajustados.

Custo	Cobertura	Proteção	
		Interferência	Exposição
980	0.93	0.90	1.0
980	0.93	0.91	1.0
1330	0.93	0.91	1.0
1330	0.94	0.90	1.0
1330	0.93	0.92	1.0
1330	0.93	0.91	1.0
1540	0.94	0.91	1.0
1330	0.92	0.92	1.0
1540	0.93	0.92	1.0
1540	0.93	0.92	1.0

Tabela 3.11 – Mono-objetivo sem pesos (unitários).

Custo	Cobertura	Proteção	
		Interferência	Exposição
900	0.86	0.92	1.0
900	0.84	0.94	1.0
900	0.83	0.94	1.0
900	0.85	0.93	1.0
900	0.82	0.95	1.0
900	0.84	0.93	1.0
900	0.83	0.95	1.0
900	0.86	0.91	1.0
900	0.84	0.94	1.0
900	0.84	0.94	1.0

Mais ainda, o método proposto foi comparado com outras abordagens com resultados interessantes, como os algoritmos híbridos (Coello, 2007). Visto que há um considerável estudo sobre a solução de problemas multiobjetivo usando Algoritmos Evolucionários (Sanchez e Coello, 2010), aqui usa-se uma série de funções de referência conhecidas - o conjunto ZDT (Zitzler, Deb e Thiele, 2000) - para verificar a eficiência do método proposto ao lidar com problemas multidimensionais.

A Figura 3.30 mostra as melhores soluções encontradas utilizando a função de teste ZDT1 após 5000 chamadas de função e a Figura 3.31 mostra os resultados usando a função ZDT3. Claramente, mesmo usando uma função de teste com frente ótima descontínua (Figura 3.31), o presente método encontra boas soluções ao longo de todo o espaço de busca usando poucas chamadas de função.

Para a comparação com algoritmos híbridos, o método multiobjetivo e multirestrição também foi analisado com os resultados obtidos usando a versão híbrida do NSGAI (Coello, 2007) e o *Hill Climbing* clássico. Os resultados demonstram que a abordagem híbrida é inferior, usando o mesmo número de chamadas de função. Observa-se que o NSGAI, inicialmente, gasta muitas iterações tentando diversificar as soluções ao longo do espaço de busca, antes de aplicar a etapa de busca local; mesmo quando se controla o chaveamento entre os dois estágios de otimização (exploração e refinamento).

Estas iterações perdidas reduzem sua convergência e evidenciam a melhoria dada pelo multiobjetivo e multirestrição, que resolve facilmente o problema da diversificação das

soluções com o seu modelo de seleção de soluções. A comparação com o NSGAI + HC pode ser vista na Figura 3.32.

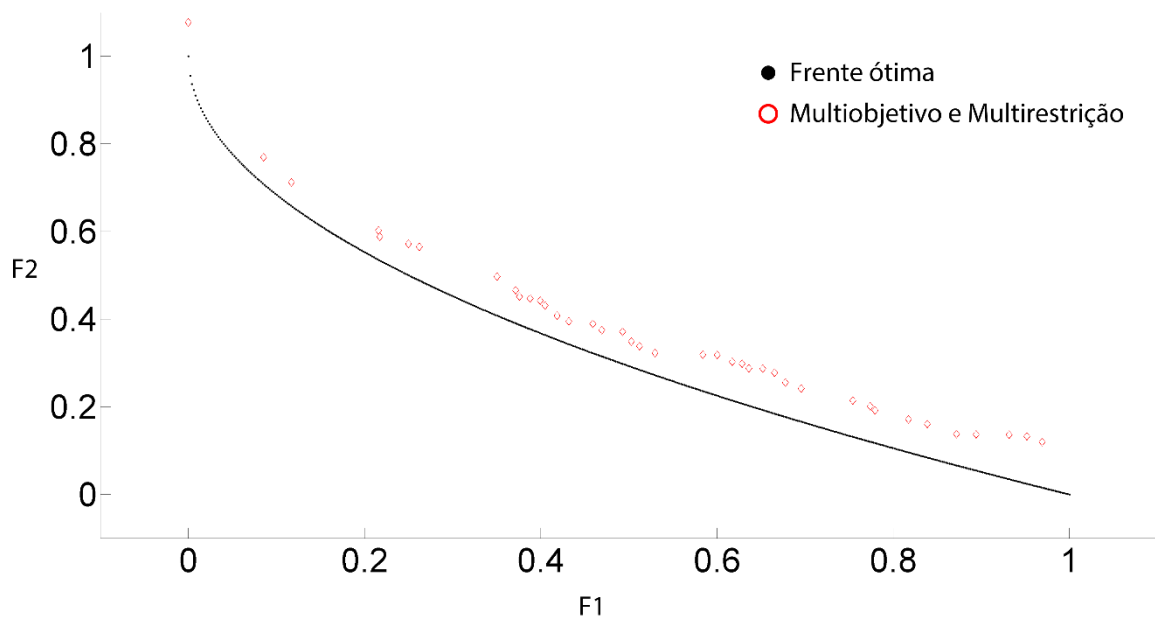


Figura 3.30 – Método multiobjetivo e multirestrição aplicado à função ZDT1.

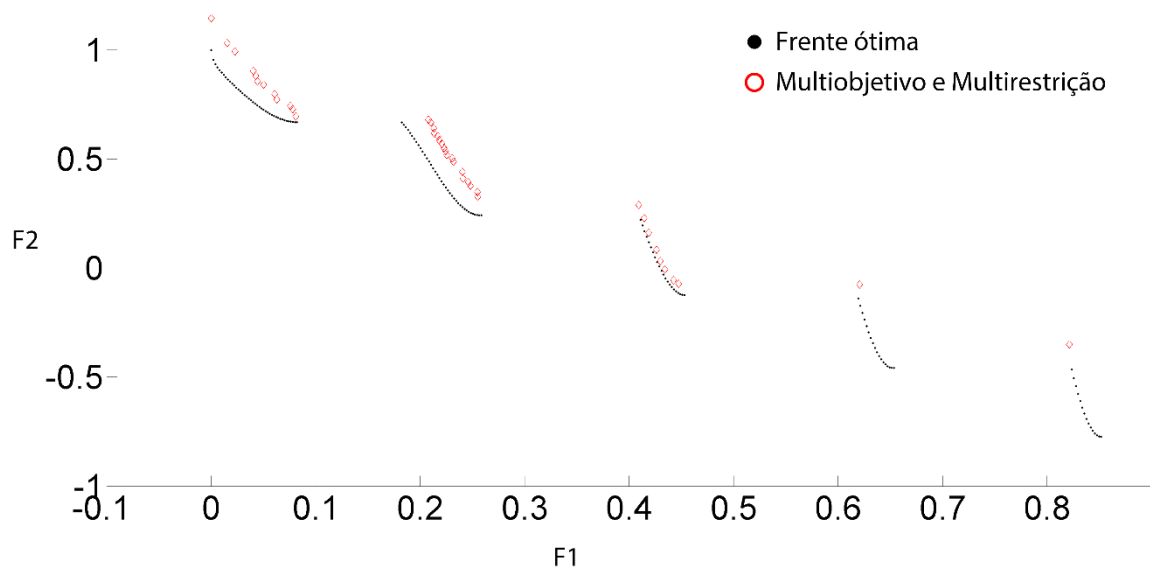


Figura 3.31 – Método multiobjetivo e multirestrição aplicado à função ZDT3.

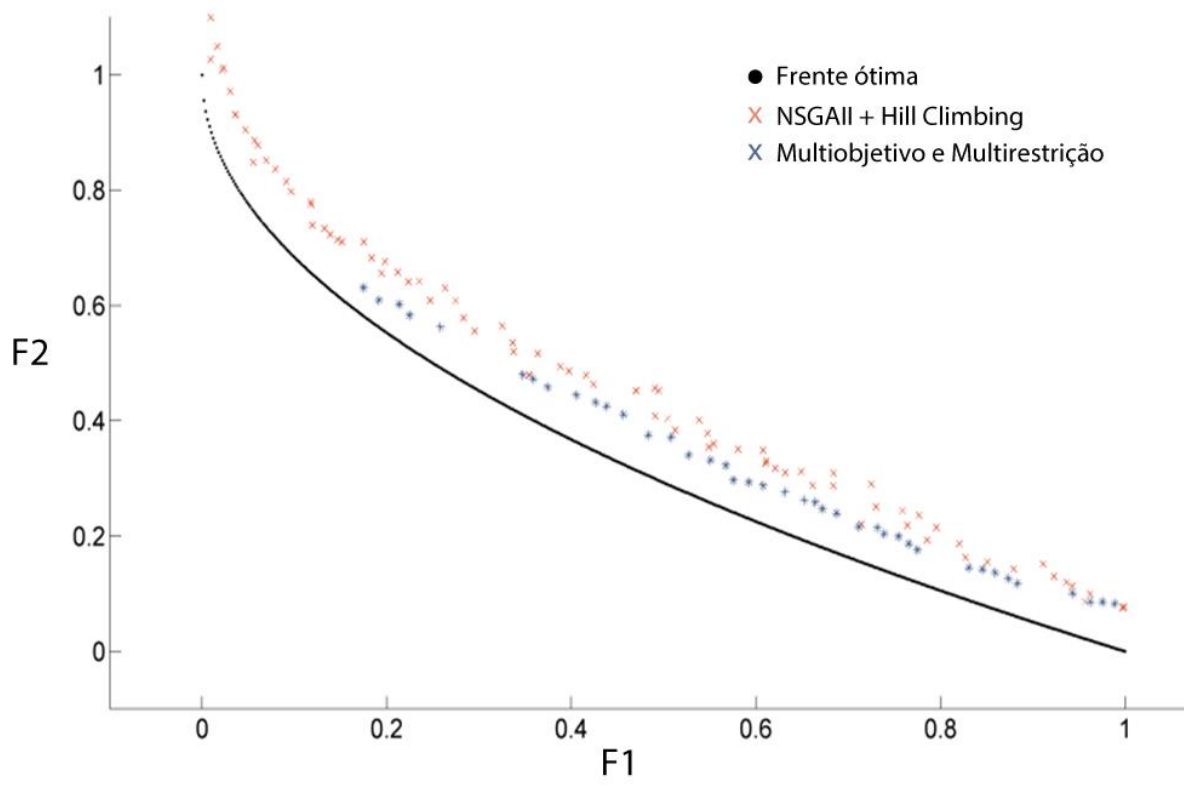


Figura 3.32 – Comparação entre multiobjetivo e multirestrição com NSGAI + HC

4 - CONCLUSÕES

O sistema de radiodifusão digital está em crescente adoção e tomará, em um curto período de tempo, o posto de principal modelo de transmissão. Essa transição é ainda reforçada pela necessidade iminente de se aproveitar melhor o espectro de frequências, hoje em claro estado de saturação. Essa demanda fez surgir uma série de pesquisas e aplicações de engenharia para a implantação e melhoria dos sistemas de transmissão e recepção. Tais esforços, notadamente, são críticos nos estágios de planejamento das redes de transmissão, exigindo análise de diversos aspectos tanto no que se refere à equipamentos e regulamentação, quanto ao meio em que serão aplicados.

Uma vez que existem diversas variáveis de decisão e também muitas funções de avaliação lineares e não-lineares, é desejável que se tenha um modelo de simulação para avaliar cenários de otimização, além de um algoritmo para auxiliar o processo de planejamento de SFN. Embora este problema seja tipicamente representado na literatura usando uma única função de avaliação (mono-objetivo), a característica inerente a tal problema de otimização, seu caráter multiobjetivo e multirestrição, motiva o uso de uma abordagem de múltiplos critérios para representar e avaliar melhor soluções candidatas. A fim de contribuir neste campo, o presente trabalho propõe um método de otimização multiobjetivo e multirestrição que oferece soluções otimizadas para o problema de cobertura de SFN. Aqui, quatro funções de avaliação foram tratadas na representação multicritério, podendo ser estendida para abranger outros critérios, tais como a maximização do consumo de energia e minimização das emissões de carbono (Koutitas, 2010). Tomaram-se os custos, cobertura, interferência e proteção eletromagnética para análise simultânea, porém conservando suas particularidades e balanceando as soluções.

O método de otimização proposto neste trabalho também pode ser aplicado a problemas de cobertura no âmbito de outros sistemas, tais como Wi-Fi, WiMAX, redes celulares, e outros, uma vez que a representação multicritério é abstrata o suficiente para lidar com qualquer conjunto de funções de avaliação. Aqui, o método proposto apresentou desempenho superior às abordagens mono-objetivo e multi-objetivo pura, uma ferramenta de planejamento otimizada e flexível para sistema de transmissão usando SFN. Como contribuições, evidenciam-se o modelo de abordagem dos critérios e sua integração com um melhorado

método de busca, que provê diversificação na seleção das soluções candidatas durante os estágios de otimização, conservando boa convergência e aprimorado desempenho na exploração e refinamento de soluções promissoras.

Sugerem-se as seguintes linhas para a realização de trabalhos futuros:

- 1) Elaboração de um modelo de simulação que englobe as características digitais de transmissão e recepção (caracterização estatística da degradação do sinal digital, canais diretos e de retorno, capacidades de transmissão de dados, etc.);
- 2) Aplicação da abordagem proposta em outros sistemas de comunicação terrestre, tal como a rede de telefonia celular digital;
- 3) Aplicação do método de avaliação proposto em diversas abordagens (meta-) heurísticas, tais como Sistemas de Enxames de Partículas (PSO – *Particle Swarm Optimization*), Sistemas Imunológicos Artificiais (AIS – *Artificial Immune Systems*), Algoritmos Evolucionários (EA – *Evolutionary Algorithms*), Procedimento de Busca Adaptativo Aleatório Guloso (GRASP – *Greedy Randomized Adaptive Search Procedure*), entre outras;
- 4) Criação e aplicação de uma base de regras para a melhor inicialização de soluções candidatas, de forma a acelerar o processo de busca.

Finalmente, como contribuições diretas e correlatas deste trabalho, divulgadas em meios científicos, tiveram-se publicados os seguintes artigos:

- 1) ROCHA, A. S. ; MACEDO, C. J. A. ; PALHARES, P. H. S. ; BRITO, L. C. . Método de Busca Multiobjetivo Melhorado Aplicado no Planejamento de Redes de Frequência Única. Revista IEEE América Latina, v. 10, p. 1143-1148, 2012.
- 2) ROCHA, Adson Silva ; MACEDO, C. J. A. ; PALHARES, P. H. S. ; BRITO, L. C.. An Improved Multiobjective Search Method applied to Single Frequency Networks Planning. In: 10th International Information and Telecommunication Technologies Conference, 2011, Florianópolis/SC. Proceedings of the 10th International Information and Telecommunication Technologies Conference, 2011. v. 1. p. 1-5.

- 3) BRITO, L. C. ; C. Macedo ; ROCHA, Adson Silva ; CARVALHO, P. H. P. . A Performance Analysis of Mono and Multi-objective Evolutionary Algorithms Assisted by Meta-modeling. In: Neural Networks (SBRN), 2010 Eleventh Brazilian Symposium on, 2010, São Paulo, SP. Neural Networks (SBRN), 2010 Eleventh Brazilian Symposium on, 2010. v. 1. p. 1-5.
- 4) DANTAS, Maria José Pereira ; ROCHA, Adson Silva ; Brito, Leonardo da Cunha ; Machado, P. C. M. ; CARVALHO, P. H. P. . Evolutionary Optimization of Microwave Filters. In: Eisuke Kita. (Org.). Evolutionary Algorithms. 1ed.: Intech Open Access Publisher, 2011, v. 1, p. 407-422.
- 5) PALHARES, P. H. S. ; ROCHA, Adson Silva ; Ribeiro, C. J. ; Marques, A. P. ; Azevedo, C. H. ; BRITO, L. C. . Rede Bayesiana para estimação de falhas incipientes em transformadores de potência utilizando detecção de descargas parciais por emissão acústica. In: X Congresso Brasileiro de Inteligência Computacional - CBIC'2011, 2011, Fortaleza/CE. Anais do X Congresso Brasileiro de Inteligência Computacional - CBIC'2011, 2011. v. 1. p. 1-8.
- 6) Palhares, P. S. ; ROCHA, Adson Silva ; Marques, A. P. ; Azevedo, C. H. ; Ribeiro, C. J. ; BRITO, L. C. . Metodologia para Apoio à Decisão Baseada em Rede Bayesiana para Estimação de Falhas Incipientes em Transformadores de Potência. In: XLIII Simpósio Brasileiro de Pesquisa Operacional (XLIII SBPO 2011), 2011, Ubatuba/SP. Anais do XLIII Simpósio Brasileiro de Pesquisa Operacional (XLIII SBPO 2011), 2011. v. 1. p. 1-5.
- 7) ROCHA, Adson Silva ; PALHARES, P. H. S. ; E. L. Costa ; Machado, P. C. M. ; BRITO, L. C. . Método Heurístico para o Planejamento de Encaminhamentos Múltiplos de Alimentadores em Redes de Distribuição de Energia Elétrica. In: XLIII Simpósio Brasileiro de Pesquisa Operacional (XLIII SBPO 2011), 2011, Ubatuba/SP. Anais do XLIII Simpósio Brasileiro de Pesquisa Operacional (XLIII SBPO 2011), 2011. v. 1. p. 1-5.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- A/53, ATSC Digital Television Standard ATSC Digital Television Standard, Parts 1-6, 2007.
- ABNT NBR 15601:2007, “Televisão digital terrestre - Sistema de transmissão”, 2007.
- ABNT NBR 15602-1:2007, “Televisão digital terrestre - Codificação de vídeo, áudio e multiplexação Parte 1: Codificação de vídeo”. ABNT, primeira edição Nov. 2007.
- ABNT NBR 15606:2009, “Televisão digital terrestre - Codificação de dados e especificações de transmissão para radiodifusão digital Partes 1 a 5”, 2008.
- Abramowitz, M., and Stegun, I. A., eds. “Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables”. New York: Dover, 1972.
- Adra, S. F., Griffin, I., and Fleming, P. J., “Hybrid multiobjective genetic algorithm with a new adaptive local search process,” in Proc. Genetic Evol. Comput. Conf. (GECCO '05), vol. 1. New York: ACM, pp. 1009–1010, Jun. 2005.
- Amaldi, E., Capone, A., and F. Malucelli. “Discrete models and algorithms for the capacitated location problems arising in UMTS network planning”. In Proceedings of the 5th international workshop on Discrete algorithms and methods for mobile computing and communications (DIALM '01). ACM, New York, NY, USA, 1-8, 2001.
- ANATEL, “Plano de Atribuição, Destinação e Distribuição de Faixas de Frequência no Brasil”. Disponível em: <http://goo.gl/8S9yd>. Acesso em Outubro de 2009.
- ANATEL, National Telecommunications Agency, Resolution n. 303, Jul. 2002.
- ANATEL. SRD: Sistema de Controle de Radiodifusão. Disponível em: <http://goo.gl/KHOX7>. Acesso em: 01 maio 2010.
- ANATEL: Consulta Pública nº 237, de 2 de junho de 2000. Disponível em: <http://goo.gl/tW6d4>. Acesso em: 17 fev. 2010.
- ANATEL: Consulta Pública nº 65, de 27 de Julho de 1998. Disponível em: <http://goo.gl/Zuxp7>. Acesso em: 17 fev. 2010.
- ANATEL: Resolução nº 284, de 7 de dezembro de 2001. Disponível em: <http://goo.gl/LwNrF>. Acesso em: 17 fev. 2010.
- ANATEL: Resolução nº 398, de 7 de abril de 2005a. Disponível em: <http://goo.gl/bGLTr>. Acesso em: 18 fev. 2010.

- ANATEL: Resolução nº 407, de 10 de junho de 2005b: Disponível em: <http://goo.gl/YCEDc>. Acesso em: 18 fev. 2010.
- ARIB STD-B31:2001, “Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcasting.” ARIB Standard B31, version 1.6, 2001.
- Bäck T., “Evolutionary Algorithms in Theory and Practice”, Oxford University Press, Oxford, UK, 1996.
- Bäck T., Fogel, D. B., Michalewics, Z., “Evolutionary Computation 1: Basic Algorithms and Operators”, Institute of Physics Publishing. Bristol, 2000a.
- Bäck T., Fogel, D. B., Michalewics, Z., “Evolutionary Computation 2: Advanced Algorithms and Operators”, Institute of Physics Publishing. Bristol, 2000b.
- Bäck, T.: “Evolutionary Algorithms in Theory and Practice – Evolution Strategies, Evolutionary Programming, Genetic Algorithms”. New York, Oxford: Oxford University Press, <http://www.oup-usa.org/docs/0195099710.html>, 1996.
- Bäck, T.: “Optimal Mutation Rates in Genetic Search”, pp. 2-8, <http://lumpi.informatik.uni-dortmund.de/people/baeck/papers/icga93.ps.Z>, 1993.
- Baker, J. E.: “Reducing Bias and Inefficiency in the Selection Algorithm”, pp. 14-21, 1987.
- Bambha, N. K., Bhattacharyya, S. S., Teich, J., and Zitzler, E., “Systematic integration of parameterized local search into evolutionary algorithms,” IEEE Trans. Evol. Comput., vol. 8, no. 2, pp. 137–155, Apr. 2004.
- Banshaf, W. Nordin, P., Keller, R. E., Francone, F. D., “Genetic Programming, An Introduction”, Morgan Kaufmann, San Francisco, 1998.
- Beutler, R., “Optimization of Digital Single Frequency Networks,” Frequenz, vol. 49, no. 11/12, Nov/Dec. 1995.
- Blickle, T. and Thiele, L.: “A Comparison of Selection Schemes used in Genetic Algorithms (2. Edition)”. TIK Report No. 11, Computer Engineering and Communication Networks Lab (TIK), Swiss Federal Institute of Technology (ETH) Zürich, Switzerland, 1995.
- BRASIL. Decreto nº 4.901, de 26 de novembro de 2003. Disponível em: <http://goo.gl/azK3e>. Acesso em: 17 fev. 2010.
- BRASIL. Decreto nº 5.820, de 29 de junho de 2006. Disponível em: <http://goo.gl/8LtUF>. Acesso em: 17 fev. 2010.

- BRASIL. Lei nº 9.472, de 16 de julho de 1997. Disponível em: <http://goo.gl/B0gyV>. Acesso em: 17 fev. 2010.
- Brownlee, J., *Clever algorithms: nature-inspired programming recipes*. LuLu, 1st ed., 2012.
- Brugger, R., “DAB Coverage of Interfering Single Frequency Networks,” CCETT GT R1/DIG 167, June 1993a.
- Brugger, R., “Guard Interval and Coverage Probability in OFDM Single Frequency Networks for Terrestrial Digital Television,” Contribution to RACE Sub-Group dTTb/M2/SGA and EBU Sub-Group R2/DTV, Aug. 1994.
- Brugger, R., “Single-frequency networks at 1.5 GHz for Digital Audio Broadcasting,” EBU Technical Review, Winter 1993b.
- Caponio, A. and Neri, F., “Integrating cross-dominance adaption in multiobjective memetic algorithms,” *Multiobjective Memetic Algorithms*, SCI vol. 171. New York: Springer-Verlag, pp. 325–351, 2009.
- Castelain, D., “Analysis of Interfering Effects in a Single Frequency Network,” EBU Doc. GT V4/RSM 93, Sept. 1989.
- CCETT, “Description of the COFDM System,” GT V4/RSM 148, May 1990.
- CCETT, “Description of the COFDM System,” GT V4/RSM 148, May 1990.
- Chang, R. W., “Synthesis of Band Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission,” *Bell System Tech.*, 45 Dec 1996.
- Chiquito, José Geraldo e Fasolo, Sandro Adriano “Transmissão de Dados por Multiplexagem em Frequência (OFDM)”, Publicação da FEEC 07/97 - DECOM - FEEC –UNICAMP, 1997.
- Cochran, W. G., “Sampling Techniques”, *Wiley Publications in Statistics*, John Wiley & Sons, 1953.
- Coello, C. A. C., Lamont, G. B., and Veldhuizen, D. A. Van, “Evolutionary Algorithms for Solving Multiobjective Problems”. 2nd ed. New York: Springer-Verlag, Sep. 2007.
- Coello, C.A., “An updated survey of GA-based multiobjective optimization techniques”, *Laboratorio Nacional de Informatica Avanzada (LANIA)*, Xalapa, Veracruz, Mexico. Technical Report Lania-RD-98-08 - 1998.
- COST 231, “Digital mobile radio: towards future generation systems”, Final Report, 1999.

- CPqD, Planejamento de Canais de TV Digital: PD.33.10.53A.0007A/RT-01-AB, 2007.
- Crow, J. F. e Kimura, M.: “An Introduction to Population Genetics Theory”. New York: Harper and Row, 1970.
- Cunha, A.G., Oliviera, P. e Covas, J., “Use of genetic algorithms in multicriteria optimization to solve industrial problems”. In Back, T., editor, Proceedings of the Seventh International Conference on Genetic Algorithms, pages 682–688, Morgan Kaufmann, San Francisco, California, 1997.
- Cunkas M.,” Design optimization of electric Motors by Multiobjective fuzzy genetic algorithms”. Mathematical and Computational Applications, vol 13, no 3, pp. 153-163, 2008.
- De Jong, K. A., “An Analysis of the Behaviour of a Class of Genetic Adaptive Systems”, PhD Thesis, University of Michigan, 1975.
- Deb K., Pratap A., Sammer A. and T. Meyarivan. “A Fast and Elitist Multiobjective Genetic Algorithm: NSGA-II”. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 6(2):182-197, April 2002.
- Deb, K., “Multi-objective genetic algorithms: Problem difficulties and construction of test problems”. Evolutionary Computation, 7(3):205–230, 1999.
- Deb, K., Multi-Objective Optimization using Evolutionary Algorithms, John Wiley & Sons, Inc, New York, NY, USA, 2001.
- Deb, K., Pratap, A., Agarwal, S., and Meyarivan, T., “A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II,” IEEE Trans. Evol. Comput., vol. 6, no. 2, pp. 182–197, Apr. 2002.
- Deygout, J., “Multiple knife-edge diffraction of microwaves,” IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 14, n. 4, pp. 480-489, Jul. 1966.
- EBU Tech 3300, “The Middleware Report System Integration in Broadcast Environments”, EBO Tech 3300 - E, 2005.
- Eiben, A. E., Michalewics, Z. “Evolutionary Computation”, IOS Press, 1998.
- ETSI EN 300 744 V1.6.1, “Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television,” ETSI European Standard 300, 744 – 2009.
- ETSI, “Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure channel coding and modulation for digital Terrestrial television (DVB-T),” ETSI document Final Draft pr ETS 300 744, Nov. 1996.

- ETSI, “Radio broadcast systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers,” ETSI document Draft prevision ETS, 300 401, Mar. 1994.
- FEEC, “Considerações sobre o relatório final da SET/ABERT para definição do padrão de televisão digital no Brasil”, Unicamp, 2002.
- Fogel, D. B.: “Evolutionary computation: toward a new philosophy of machine intelligence”. New York: IEEE Press, 1995.
- Fogel, D.B., “Evolving Artificial Intelligence”. PhD thesis, University of California, 1992.
- Fogel, L.J., Owens, A.J., Walsh, M.J., “Artificial Intelligence through a simulation of evolution”. In: A. Callahan, M. Maxfield, L.J. Fogel, Eds Biophysics and Cybernetics Systems. Spartans, Washington D.C., 1965.
- Fonseca, C. M. and Fleming, P. J., “Genetic algorithms for multiobjective optimization: Formulation, discussion and generalization”. In Forrest, S., editor, Proceedings of the Fifth International Conference on Genetic Algorithms, pages 416–423, Morgan Kaufmann, San Mateo, California, 1993.
- Fonseca, C. M. and Fleming, P. J., “Multiobjective optimization and multiple constraint handling with evolutionary algorithms - part ii: Application example”. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, 28(1):38–47, 1998.
- Fourman, M. P., “Compaction of symbolic layout using genetic algorithms”. In Grefenstette, J. J., editor, Proceedings of an International Conference on Genetic Algorithms and Their Applications, pages 141–153, 1985.
- Ginga. Disponível em: www.ginga.org.br, Acesso em junho de 2011.
- Goel, T. and Deb, K., “Hybrid methods for multiobjective evolutionary algorithms,” in Proc. 4th Asia-Pacific Conf. Simulated Evol. Learning (SEAL '02), vol. 1. Singapore, pp. 188–192, Nanyang Tech. University, 2002.
- Goldberg, D. E. e Deb, K.: A Comparative Analysis of Selection Schemes Used in Genetic Algorithms. pp. 69-93, 1991.
- Graves R. K., “Carta pública encaminhada ao presidente da ANATEL”, ATSC Chairman, 2002 .
- Grob, B., “Televisão e sistema de vídeo”, Editora Guanabara 2, 1998.
- Habbass, H.A., “The Self-Adaptative Pareto Differential Evolution Algorithm”, Preceedings of 2002 Congress on Evolutionary Computation, pp. 831-836, 2002.

- Hajela, P. and Lin, C. Y., “Genetic search strategies in multicriterion optimal design”. *Structural Optimization*, 4:99–107, 1992.
- Hansen, N. and Ostermeier, A., “Completely derandomized selfadaptation in evolution strategies,” *Evol. Comput.*, vol. 9, no. 2, pp. 159–195, Summer 2001.
- Harada, K., Sakuma, J., and Kobayashi, S., “Uniform sampling of local pareto-optimal solution curves by pareto path following and its applications in multiobjective GA,” in *Proc. Genetic Evol. Comput. Conf.(GECCO '07)*, vol. 1. London, U.K.: ACM, pp. 813–820, Jul. 2007.
- Hart, W. E., “Adaptive global optimization with local search,” Ph.D.thesis, Dept. Comput. Sci. Eng., Univ. California, San Diego, CA, 1994.
- Hata, M., “Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services,” *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 29, no. 3, pp. 317-325, 1980.
- Holland J. H., “Adaption in Natural and Artificial Systems”, MIT Press, Cambridge, MA 1992, 1st Edition: The University of Michigan Press, Ann Arbor, 1975.
- Holland, J. H., “Genetic algorithms and the optimal allocation of trials”. *SIAM J. of Computing*, 2 pp. 88-105, 1973.
- Hoos, H. H., e Stützle, T., “Stochastic local search: Foundations and Applications”, Morgan Kaufmann Publishers, 2005.
- Horn, J., Nafpliotis, N. and Goldberg, D. E., “A niched pareto genetic algorithm for multiobjective optimization”. In *Proceedings of the First IEEE Conference on Evolutionary Computation, IEEE World Congress on Computational Computation, Volume 1*, pages 82–87, IEEE Press, Piscataway, New Jersey, 1994.
- Hu, X., Huang, Z., and Wang, Z., “Hybridization of the multiobjective evolutionary algorithms and the gradient based algorithms,” in *Proc. Congr. Evol. Comput. 2003 (CEC '03)*, vol. 2. Canberra, Australia: IEEE Press, pp. 870–877, Dec. 2003.
- IBGE PNAD 2008, Pesquisa Nacional por Amostragem de Domicílios. Disponível em: www.ibge.gov.br. Acesso em Setembro de 2008.
- Igel, C., Hansen, N., and Roth, S., “Covariance matrix adaptation for multiobjective optimization,” *Evol. Comput.*, vol. 15, no. 1, pp. 1–28, Spring 2007.
- Iorio, A.W. and Li, X., “Rotated problems and rotationally invariant crossover in evolutionary multiobjective optimization,” *Int. J. Comput. Intell. Applicat.*, vol. 7, no. 2, pp. 149–186, 2008.

- Iorio, A.W. and Li, X., “Solving rotated multiobjective optimization problems using differential evolution,” in Proc. Advances Artificial Intell. (AI’04), LNAI vol. 3339. New York: Springer-Verlag, pp. 861–872, 2004.
- Ishibuchi, H. and Murata, T., “A multiobjective genetic local search algorithm and its application to flowshop scheduling,” IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. Part C: Applicat. Rev., vol. 28, no. 3, pp. 392–403, Aug. 1998.
- Ishibuchi, H. and Murata, T., “Multi-objective genetic local search algorithm”. In Proceedings of 1996 IEEE International Conference on Evolutionary Computation (ICEC’96), pages 119–124, IEEE Press, Piscataway, New Jersey, 1996.
- Ishibuchi, H. and Murata, T., “Multiobjective genetic local search algorithm,” in Proc. Int. Conf. Evol. Comput. 1996, Nagoya, Japan: IEEE Press, pp. 119–124.
- Ishibuchi, H., Yoshida, T., and Murata, T., “Balance between genetic search and local search in memetic algorithms for multiobjective permutation flowshop scheduling,” IEEE Trans. Evol. Comput., vol. 7, no. 2, pp. 204–223, Apr. 2003.
- ISO/IEC 14496-10:2005, Information technology – “Coding of audio-visual objects – Part 10: Advanced Video Coding ISO/IEC 14496-10”, 2005.
- ITU-R, “VHF and UHF Propagation Curves for Frequency Range from 30 MHz to 1000 MHz,” Recommendation ITU-R P.370-7, 1995.
- Jaszkiewicz, A., “Do multiple-objective metaheuristics deliver on their promises? A computational experiment on the set-covering problem,” IEEE Trans. Evol. Comput., vol. 7, no. 2, pp. 133–143, Apr. 2003.
- Kleber, F., Chaudhry, F. e Maria E. V., Otimização Multiobjetivo de redes de abastecimento de água, VI SEREA, João Pessoa – BRASIL, Junho 2006.
- Knowles, J. and Corne, D., “Memetic algorithms for multiobjective optimization: Issues, methods and prospects,” Recent Advances in Memetic Algorithms, SFSC vol. 166. New York: Springer-Verlag, 2005, pp. 313–352.
- Knowles, J. and Corne, D., “M-PAES: A memetic algorithm for multiobjective optimization,” in Proc. Congr. Evol. Comput. 2000, vol. 1. Piscataway, NJ: IEEE Service Center, pp. 325–332, Jul. 2000.
- Koutitas, G., “Green network planning of Single Frequency Networks,” IEEE Trans. on Broadcasting, vol. 56, n. 4, pp. 541-550, Dec. 2010.
- Koza, J. R., “Genetic Programming II”, MIT Press, Cambridge, MA, 1994.

- Koza, J. R., "Genetic Programming", MIT Press, Cambridge, MA, 1992.
- Krasnogor, N., "Studies on the theory and design space of memeticalgorithms," Ph.D. thesis, Faculty Comput., Eng. Math. Sci., Univ. WestEngland, Bristol, U.K., 2002.
- Küchen, F., Becker, T. C. and Wiesbeck, W. "Optimizing the Coverage Area of Single Frequency Networks," in Proc. International Broadcasting Convention, London, U.K., 1996.
- Kumar, Y., "Multiobjective, Multiconstraint Service Restoration of Electric Power Distribution System With Priority Customers," IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 23, n. 1, pp. 261-270, Jan. 2008.
- Kursawe, F., "A variant of evolution strategies for vector optimization". In Schwefel, H.-P. and Manner, R., editors, Parallel Problem Solving from Nature – Proceedings of the First Workshop PPSN, pages 193–197, Springer, Berlin, Germany, 1991.
- Lacinet. Disponível em: <http://www.lacinet.com/Publications/MEng/ofdm>. 2012
- Laflin, N. J. and Maddocks, M. C. D., "Coverage Planning for Digital Terrestrial Television," in Proc. International Broadcasting Convention, Sept.1995.
- Lanza, M., Gutiérrez, A.L., Barriuso, I., et al., "Coverage optimization and power reduction in SFN using a hybrid PSO algorithm," in Proc. 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), 2012, Prague, pp. 2043-2047.
- Lanza, M., Gutiérrez, A.L., Barriuso, I., et al., "Coverage optimization in Single Frequency Networks using Simulated Annealing," in Proc. Int. Sym. on Antennas and Propagation (APSURSI), Jul. 2011, Santander, pp. 2789-2792.
- Lara A., Sanchez G., Coello C.A., "HCS: A new local search strategy for MemeticMultiobjective evolutionary algorithms". IEEE Transactions on evolutionary computation, vol 14, February 2010.
- Lau, A. and Williams, W.F., "Service planning for terrestrial Digital Audio Broadcasting," EBU Technical Review, Summer 1992.
- Lau, A., Pausch, M., and Wütschner, W., "First results of field tests with the DAB single frequency network in Bavaria," EBU Technical Review, Autumn 1994.
- Laumanns, M., Rudolph, G. and Schwefel, H.-P., "A spatial predator-prey approach to multiobjective optimization: A preliminary study". In Eiben, A. E., Back, T., Schoenauer, M. and Schwefel, H.-P., editors, Fifth International Conference on

- Parallel Problem Solving from Nature(PPSN-V), pages 241–249, Springer, Berlin, Germany, 1998.
- Lee, M. B. R., “Planning Methods for National Single Frequency Network for DAB,” in 8th International Conference on Antennas and Propagation, Apr. 1993.
- Lewis R., Senior Research and Development Vice-President, “Carta pública encaminhada ao presidente da ANATEL pela Zenith Electronics”, 2002.
- Liang, M., Liu, Q., “A Practical Radiosity Method for Predicting Transmission Loss in Urban Environments”, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, pp. 357-364, 2004.
- Ligeti, A. and Zander, J., “Minimal cost coverage planning for Single Frequency Networks,” *IEEE Trans. on Broadcasting*, vol. 45, n. 1, pp. 78-87, Mar. 1999a.
- Ligeti, A., “Single Frequency Network planning,” Ph.D. thesis, Radio Comm. Sys. Lab., Royal Inst. of Tech., Stockholm, Sweden, 1999b.
- Liu, J., Lampinen J., “Adaptive Parameter Control of Differential Evolution”, in R. Matousek, P. Osmera (eds). *Proc. Of Mendel 2002, 8th International Conference on Soft Computing*, pp. 19-26, 2002.
- Lozano, M., Herrera, F., Krasnogor, N., and Molina, D., “Real-coded memetic algorithms with crossover hill-climbing,” *Evol. Comput.*, vol. 12, no. 3, pp. 273–302, 2004.
- Maddocks, M. C. D., Tait, B., Laflin, N. J., and Doel, G., “The Plan for Digital Terrestrial Television in the UK,” in *Proc. International Broadcasting Convention*, London, U.K., 1996.
- Malmgren, G., “Single Frequency Broadcasting Networks”, Ph.D. thesis, Dept. of Signals, Sensors and Systems, Royal Institute of Technology, TRITA-S3-RST-9701, ISSN 1400-9137, ISRN KTH/RST/R-97/01-SE, 1997.
- Martins, R., “Multi-objective multi-constraint routing of analog ICs using a modified NSGA-II approach,” in *Proc. Int. Conf. on Synthesis, Modeling, Analysis and Simulation Methods and Applications to Circuit Design (SMACD)*, Sep. 2012, Lisbon, pp. 65-68.
- Meilhoc, M., “Interfering Effects in COFDM,” EBU Doc. GT R1/DIG 081.
- Merz, P., “Memetic algorithms for combinatorial optimization problems: fitness landscapes and effective search strategies”, Ph. D. Thesis, Department of Electrical Engineering and Computer Science, University of Siegen, Germany 2000.

- Metropolis, N., Ulam, S. "The Monte Carlo Method". *Journal of the American Statistical Association (American Statistical Association)* 44 (247): 335–341, 1949.
- Michalewicz, Z., "Genetic Algorithms+Data Structures=Evolution Programs" Springer. Berlin, Heidelberg, New York, 3rd edn. 1996.
- Michalewicz, Z. and D.B. Fogel, *How to solve it: modern heuristics*, Springer, 2nd ed., 2010.
- Miettinen, K., *Nonlinear Multiobjective Optimization*, Kluwer Academic Publishers, International Series in Operations Research & Management Science, vol. 12, 1999.
- Mignone, V., Morello, A., and Visintin, M., "An Advanced Algorithm for Improving DVB-T Coverage in SFN," in *Proc. International Broadcasting Convention*, Sept. 1997.
- Moscato, P., *On evolution, search, optimization, genetic algorithms and martial arts: Towards memetic algorithms*, Caltech Concurrent Computation Program, C3P Report 826, (1989).
- Mühlenbein, H. and Schlierkamp-Voosen, D.: "Predictive Models for the Breeder Genetic Algorithm: I". *Continuous Parameter Optimization. Evolutionary Computation*, 1 (1), pp. 25-49, 1993.
- Müller, B., Knälmann, A., and Quellmalz, A., "An Integrated Planning Approach for DAB Transmitter Networks," in *Proc. Conf. Antennas and Propagation*, Apr. 1995.
- Murata, T., Kaige, S., and Ishibuchi, H., "Generalization of dominance relation-based replacement rules for memetic EMO algorithms," in *Proc. Part I Genetic Evol. Comput. (GECCO '03)*, LNCS vol. 2723. New York: Springer-Verlag, pp. 1234–1245, Jul. 2003.
- Obayashi, S., Takahashi, S. and Takeguchi, Y., "Niching and elitist models for mogas". In Eiben, A. E., Back, T., Schoenauer, M. and Schwefel, H.-P., editors, *Fifth International Conference on Parallel Problem Solving from Nature (PPSN-V)*, pages 260–269, Springer, Berlin, Germany, 1998.
- Okumura Y., Ohmori E., Kawano T., Fukuda K., "Field Strength and its variability in the VHF and UHF land mobile radio service", *Ver Elec. Comm. Lab.*, 16(9/10), 825-73, 1968.
- Oppenheim, Alan V. and Schaffer, Ronald W. "Discrete-Time Signal Processing". 2nd Edition ed. [S.l.]: Prentice Hall Signal Processing Series, 1999.

- Pareto, V., “Manual of Political Economy”, 1st ed. New York: MacMillan, 1971.
- Parks, G. T. and Miller, I., “Selective breeding in a multiobjective genetic algorithm”. In Eiben, A. E., Back, T., Schoenauer, M. and Schwefel, H.-P., editors, Fifth International Conference on Parallel Problem Solving from Nature (PPSN-V), pages 250–259, Springer, Berlin, Germany, 1998.
- Parsons J. D., “The Mobile Radio Propagation Channel”, 2ª Edição, John Wiley & Sons, 2000.
- Peled, A. and Ruiz, A., “Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computation Complexity Algorithms”, In proc. IEEE Int. Conf. Acoustic., speech, Signal Processing, Denver, CO, 1980.
- Pessoa, A. C. F. et al. “Planejamento de Canais de TV Digital”. [S.l.]: CPqD, 2003. 190p.
- Plets, D., Joseph, W., Angueira, P., et al., “On the methodology for calculating SFN gain in digital broadcast systems,” IEEE Trans. on Broadcasting, vol. 56, n. 3, pp. 331-339, Sep. 2010.
- Poles, S., Rigoni, E., and Robic, T., “MOGA-II performance on noisy optimization problems,” in Proc. Int. Conf. Bioinspired Optimization Methods Applicat. (BIOMA '04), Ljubljana, Slovenia, pp. 51–62, Oct. 2004.
- Prosch, T.A., “The Digital Audio Broadcast Single Frequency Network Project in Southwest Germany,” IEEE Trans. Broadcasting, vol. 40, no. 4, Dec. 1994.
- Queiró, J. F., Santana, A. P., “Introdução à Álgebra Linear”. 1.ª edição. Gradiva ISBN 978-989-636-372-3. Pg. 147 e 148, 2010.
- Quellmalz, A., Grötzinger, G., Müller, B., and Knälmann, A., “Analyzing and Optimizing Irregular DAB Single Frequency Networks,” in Proc. International Broadcasting Convention, Sept. 1998.
- Rappaport T. S., “Wireless Communication: Principles and Practice”, 2ª Edição, Prentice Hall, 2001.
- Rebhan, R. and Zander, J., “On the outage probability in Single Frequency Networks for digital broadcasting,” IEEE Trans. on Broadcasting, vol. 39, n. 4, pp. 395-401, Dec. 1993.
- Rechenber, I. “Evolutionstrategie: Optimierung Technischer Systeme Nach Prinzipien des Biologischen Evolution”. Fromman-Holzboog Verlag, Stuttgart, 1973.
- Rechenberg, I.: “Evolutionstrategie 94”. Stuttgart: Frommann-Holzboog, 1994.

- Revista Mackenzie de Engenharia Elétrica e Computação, Ano 5, no 5, 2004.
- Rice, S. O., “Mathematical Analysis of Random Noise”. Bell System Technical Journal 24 46–156, 1945.
- Ricny, V., “Single Frequency Networks (SFN) in digital television broadcasting,” Radioengineering, vol. 16, n. 4, pp. 2-6, Dec. 2007.
- Rigoni, E. and Poles, S., “NBI and MOGA-II, two complementary algorithms for multiobjective optimization,” Practical Approaches to Multiobjective Optimization, Dagstuhl, Germany: Internationales Begegnungs-und Forschungszentrum für Informatik (IBFI), pp. 1–22, 2005.
- Roig, G., Gomez-Barquero, D., and Cardona, N., “Propagation model calibration for DVB-SH in terrestrial Single Frequency Networks,” in Proc. 4th Int. Euro. Conf. on Antennas and Propagation, Apr. 2010, Valencia, pp. 1-5.
- Rosenbrock, H. H., “An automatic method for finding the greatest or least value of a function,” Comput. J., vol. 3, no. 3, pp. 175–184, 1960.
- Rudolph, G., “On amulti-objective evolutionary algorithm and its convergence to the pareto set”. In IEEE International Conference on Evolutionary Computation (ICEC’98), pages 511–516, IEEE Press, Piscataway, New Jersey, 1998.
- Russell, S. J., Norvig, P., “Artificial Intelligence: A Modern Approach” (2nd ed.), 2003. SAE, Disponível em <http://www.sae.gov.br/novaclassemedia/?p=113>, acesso em dezembro de 2010.
- Sanchez, L. A. e Coello, G. C.A., “HCS: A new local search strategy for Memetic Multiobjective evolutionary algorithms”. IEEE Transactions on evolutionary computation, vol 14, February 2010.
- Santella, G., Martino, R., and Ricchiuti, M., “Single Frequency Network (SFN) planning for digital terrestrial television and radio broadcast services: the Italian frequency plan for T-DAB,” in Proc. Vehicular Technology Conference (VTC), 2004, Naples, pp. 2307-2311.
- Schaffer, J. D., “Multiple Objective Optimization with Vector Evaluated Genetic Algorithms”. Unpublished Ph.D. thesis, Vanderbilt University, Nashville, Tennessee, 1984.

- Schaffer, J. D., "Multiple objective optimization with vector evaluated genetic algorithms". In Grefenstette, J. J., editor, Proceedings of an International Conference on Genetic Algorithms and Their Applications, pages 93–100, 1985.
- Schütze, O., "Set oriented methods for global optimization," Ph.D. thesis, Fakultät für Elektrotechnik, Informatik und Mathematik, Univ. Paderborn, Paderborn, Germany. Available: <http://ubdata.unipaderborn.de/ediss/17/2004/schuetze/>. 2004.
- Schütze, O., Coello, C. A. C., S., Mostaghim, E.-G. T., and Dellnitz, M., "Hybridizing evolutionary strategies with continuation methods for solving multiobjective problems," Eng. Optimization, vol. 40, no. 5, pp. 383–402, May 2008.
- Schütze, O., Mostaghim, S., Dellnitz, M., and Teich, J., "Covering pareto sets by multilevel evolutionary subdivision techniques," in Proc. 2nd Int. Conf. Evol. Multicriterion Optimization (EMO '03), LNCS. vol. 2632. Faro, Portugal: Springer-Verlag, pp. 118–132, Apr. 2003.
- Schwefel, H.-P., "Evolution and Optimum Seeking", Wiley, New York, 1975.
- Schwefel, H.-P.: "Numerical optimization of computer models". Chichester: Wiley & Sons, 1981.
- Sgrignoli, G., "Measuring Peak/Average Power Ratio of the Zenith/AT&T DSC-HDTV Signal with a Vector Signal Analyzer," IEEE Trans. Broadcast., Vol. 39, No. 2, June 1993, pp. 255–264.
- SIGANATEL, Disponível em <http://sistemas.anatel.gov.br/siganatel>, acesso em março de 2010.
- Silverman, B. W., Density estimation for statistics and data analysis, Londres: Chapman and Hall, 1986.
- Sindhya, K., Deb, K., and Miettinen, K., "A local search based evolutionary multiobjective optimization approach for fast and accurate convergence," in Proc. Parallel Problem Solving from Nature–PPSNX, LNCS vol. 5199. Dortmund, Germany: Springer-Verlag, pp. 815–824, Sep. 2008.
- Sklar B., "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I: Characterization", IEEE Communications Magazine, Julho, 1997.
- Slimane, S. B., "Multicarrier Systems with Time-Limited Waveforms over Mobile Radio Channels," to appear in IEEE Trans. Communications.

- Smith, J. E. and Fogarty, T. C., “Operator and parameter adaption in genetic algorithms,” *Soft Comput.*, vol. 1, no. 2, pp. 81–87, 1997.
- Smuc, T. “Improving Convergence Properties of Differential Evolution Algorithm”, in R. Matouseq, P. Osmera (eds). *Proc. Of Mendel 2002, 8th Internation Conference on Soft Computing*, pp. 80-86, 2002.
- Soliman, O.,Bui, L. T., and Abbass, H., “A memetic coevolutionary multiobjective differential evolution algorithm,” *Multiobjective Memetic Algorithms,SCI vol. 171*. New York: Springer-Verlag, pp. 325–351, 2009.
- Srinivas, N. and Deb, K., “Multiobjective optimization using nondominated sorting in geneticalgorithms”. *Evolutionary Computation*, 2(3): 221–248, 1994.
- Storn, R., Price, K., “Differential Evolution-A Simple and Efficient Heuristic for Global Optimization over Continuous Spaces”, *Technical Report TR-95-012, ICSI 1995*.
- Sukys, F., Senatori, B. N.,” *Introdução à televisão digital e ao sistema PAL-M*”. Editora Guanabara 2, 1987.
- Sukys, F., Senatori, B. N.,” *Introdução à televisão digital e ao sistema PAL-M*”. Editora Guanabara 2, 1987.
- Suman, B., “Study of simulated annealing based algorithms for multiobjective optimization of a constrained problem,” *Comput. Chemical Eng.*, ol. 28, no. 9, pp. 1849–1871, Aug. 2004.
- Tanyer, S. G., Yücel, T., and Seker, S., “Topography Based Design of the T-DAB SFN for a Mountainous Area,” *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 43, no. 3, Sept. 1997.
- TelaViva, Disponível em: <http://www.telaviva.com.br/News.asp?ID=145295>, acesso em setembro de 2010.
- Thompson , S. K. e Seber, G. A., “*Adaptive Sampling, Wiley series in Probability and Statistics, John Wiley & Sons*”, ISBN 0-471-55871-0, 1996.
- Ursem, R. K., “Diversity-Guided Evolutionary Algorithms”, *Proc. of Parallel Problem Solving from Nature VII (PPSN-2002)*, 2002.
- Valenzuela-Rendón, M. e Uresti-Charre, E., “A non-generational genetic algorithm formultiobjective optimization”. In Back, T., editor, *Proceedings of the Seventh International Conferenceon Genetic Algorithms*, pages 658–665, Morgan Kaufmann, San Francisco, California, 1997.

- Van Veldhuizen, D. A. and Lamont, G. B., "Evolutionary computation and convergence to a pareto front". In Koza, J. R., Banzhaf, W., Chellapilla, K., Deb, K., Dorigo, M., Fogel, D. B., Garzon, M. H., Goldberg, D. E., Iba, H. and Riolo, R., editors, Genetic Programming 1998: Proceedings of the Third Annual Conference, pages 22–25, Morgan Kaufmann, San Francisco, California, 1998.
- Vasile, M. and Locatelli, M., "A hybrid multiagent approach for global trajectory optimization," *J. Global Optimization*, vol. 44, no. 4, pp. 461–479, Aug. 2009.
- Vasile, M. and Maddock, C., "Design of optimal spacecraft-asteroid formations through a hybrid global optimization approach," *Int. J. Intelligent Comput. Cybern.*, vol. 1, no. 2, pp. 239–268, 2008.
- Vasile, M., "A behavior-based meta-heuristic for robust global trajectory optimization," in *Proc. IEEE Congr. Evol. Comput. (CEC '07)*, Singapore: IEEE Press, pp. 494–497, 2007.
- Vasile, M., "Hybrid behavioral-based multiobjective space trajectory optimization, "Multiobjective Memetic Algorithms, *SCI* vol. 171. New York: Springer-Verlag, pp. 231–254, 2009.
- Vélez, M.M., Angueira, P., De la Vega, D., et al., "Measurement based software design for DVB-T and T-DAB Single Frequency Network planning and coverage prediction," in *Proc. 5th Int. Sym. on Antennas, Propagation and EM Theory*, 2000, pp. 607-610.
- Wang, Y., Cai, Z., Guo, G., and Zhou, Y., "Multiobjective optimization and hybrid evolutionary algorithm to solve constrained optimization problems," *IEEE Trans. Syst., Man Cybern. Part B—Cybern.*, vol. 37, no. 3, pp. 560–575, Jun. 2007.
- Wanner, E. F., Guimaraes, F. G., Takahashi, R. H. C., and Fleming, P. J., "A quadratic approximation-based local search procedure for multiobjective genetic algorithms," in *Proc. IEEE Congr. Evol. Comput. (CEC '06)*, Vancouver, BC, Canada: IEEE, pp. 3361–3368, Jul. 2006.
- Weck, C., "Coverage aspects of digital terrestrial television broadcasting," *EBU Technical Review*, Winter 1996.
- Weck, O. L. and Kim, I. Y. "Adaptive weighted sum method for multiobjective optimization: a new method for Pareto front generation." *Struct. Multidisc. Optim.* 31: 105-116, 2006.

- Weinstein, S. B. and Ebert, P. M., “Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform.”, IEEE trans. Commun., COM-19, Oct. 1971.
- Wikipedia: Largura de Banda. Disponível em: <http://goo.gl/y1BtKs>. 2012.
- Wu, Y. et al. “Comparison of Terrestrial DTV Transmission Systems: The ATSC 8-VSB, The DVB-T COFDM, and the ISDB-T BST-OFDM”. IEEE Transactions on Broadcasting, v. 46, n. 2, p. 101-113, Jun. 2000.
- Yacoub M. D., “ Foundations of Móbile Radio Engineering”, CRC Press, 1993.
- Zar, J.H., “Bioestatistical analysis”. New Jersey, Prentice Hall, 1999.
- Zitzler, E. and Thiele, L., “Multiobjective evolutionary algorithms: A comparative case study and the strength pareto approach”. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 3(4):257–271, 1999.
- Zitzler, E., Laumanns, M., and Thiele, L., “SPEA2: Improving the strength pareto evolutionary algorithm,” in Proc. Evol. Methods Design, Optimization Control Applicat. Ind. Problems (EUROGEN '01), Athens, Greece, pp. 95–100, 2002.

APÊNDICES

A – CÁLCULO DA PROBABILIDADE DE COBERTURA

Segundo descrito em (Santella, 2004), assumindo que cada componente de $U = (U_1, U_2, \dots, U_N)$ e de $I = (I_1, I_2, \dots, I_M)$ pode ser modelado por uma distribuição log-normal com médias $(m_{U_1}, m_{U_2}, \dots, m_{U_N})$ e $(m_{I_1}, m_{I_2}, \dots, m_{I_M})$, respectivamente, e desvios-padrão iguais a $(\sigma_{U_1}, \sigma_{U_2}, \dots, \sigma_{U_N})$ e $(\sigma_{I_1}, \sigma_{I_2}, \dots, \sigma_{I_M})$, também respectivamente, a probabilidade de cobertura pode ser dada por

$$p_c = Pr(\Gamma > \Psi_0) \quad (\text{A.1})$$

adotando o ruído e a interferência como variáveis aleatórias estatisticamente independentes, e fornecendo o nível de referência mínimo Ψ_0 . Ou seja, p_c é a probabilidade de que a relação sinal-interferência $\Gamma = U/(I + N_0)$ seja maior que o limiar Ψ_0 .

Ressalta-se que os valores $(m_{U_1}, m_{U_2}, \dots, m_{U_N})$, $(m_{I_1}, m_{I_2}, \dots, m_{I_M})$, $(\sigma_{U_1}, \sigma_{U_2}, \dots, \sigma_{U_N})$ e $(\sigma_{I_1}, \sigma_{I_2}, \dots, \sigma_{I_M})$ são fornecidos em Nepers às equações abaixo.

A combinação estatística das médias e dos desvio-padrão de U é dada por

$$m_U = \ln \left[\sum_{i=1}^N \exp \left(m_{U_i} + \frac{\sigma_{U_i}^2}{2} \right) \right] - \frac{\sigma_U^2}{2} \quad (\text{A.2})$$

na qual

$$\sigma_U = \ln \left[1 - k \cdot \frac{\sum_{i=1}^N \{1 - \exp(\sigma_{U_i}^2)\} \cdot \exp(2m_{U_i} + \sigma_{U_i}^2)}{\left(\sum_{i=1}^N \exp \left(m_{U_i} + \frac{\sigma_{U_i}^2}{2} \right) \right)^2} \right] \quad (\text{A.3})$$

Analogamente, a combinação estatística das médias e dos desvio-padrão de I é dada por

$$m_I = \ln \left[\sum_{i=1}^M \exp \left(m_{I_i} + \frac{\sigma_{I_i}^2}{2} \right) \right] - \frac{\sigma_I^2}{2} \quad (\text{A.4})$$

na qual

$$\sigma_I = \ln \left[1 - k \cdot \frac{\sum_{i=1}^M \{1 - \exp(-\sigma_{I_i}^2)\} \cdot \exp(2m_{I_i} + \sigma_{I_i}^2)}{\left(\sum_{i=1}^M \exp\left(m_{I_i} + \frac{\sigma_{I_i}^2}{2}\right)\right)^2} \right] \quad (\text{A.5})$$

Como se assume que U e I apresentam uma distribuição normal conjunta, tem-se que $m_{U/I} = m_U - m_I$ e $\sigma_{U/I}^2 = \sigma_U^2 + \sigma_I^2$. Adicionalmente, considerando que a correlação entre U e I pode ser negligenciada e que o ruído e a interferência são variáveis aleatórias independentes, a probabilidade de cobertura pode ser obtida por:

$$p_c = \Pr\left(\frac{U}{I} > \Psi_0\right) \cdot \Pr\left(\frac{U}{N_0} > \Psi_0\right) \quad (\text{A.6})$$

ou

$$p_c = Q\left(\frac{\Psi_0 - (m_U - m_I)}{\sqrt{\sigma_U^2 + \sigma_I^2}}\right) \cdot Q\left(\frac{\Psi_0 - (m_U - N_0)}{\sqrt{\sigma_U^2}}\right) \quad (\text{A.7})$$

onde $Q(\cdot)$ é a distribuição cumulativa gaussiana com média zero e desvio-padrão unitário dada por

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \quad (\text{A.8})$$

B – INTERPOLAÇÃO/EXTRAPOLAÇÃO DA ITU-R P.1546-3

B.1 - Interpolação da intensidade de campo em função da distância

Os gráficos da ITU-R P.1546 mostram a intensidade de campo traçada em função da distância d , no intervalo de 1 a 1000 km. Não é necessário qualquer cálculo adicional caso a intensidades de campo seja lida diretamente a partir desses gráficos. Para uma maior precisão e para implementação computacional, a intensidade de campo deve ser obtida a partir do das tabulações associadas. Neste caso, a menos que d coincida com uma das distâncias fornecidas, a intensidade do campo E dB(μ V/m), deve ser interpolada linearmente para o logaritmo da distância usando:

$$E = E_{inf} + (E_{sup} - E_{inf}) \cdot \log(d/d_{inf}) \cdot \log(d_{sup}/d_{inf}) \quad \text{dB}(\mu\text{V/m}),$$

em que:

d : distância para a qual a predição é necessária;

d_{inf} : distância mais próxima na tabulação menor que d ;

d_{sup} : distância mais próxima na tabulação maior que d ;

E_{inf} : valor da intensidade de campo para d_{inf} ;

E_{sup} : valor da intensidade de campo para d_{sup} .

Esta recomendação não é válida para valores de d menores que 1 ou superiores a 1000 km.

B.2 - Interpolação da intensidade de campo em função da frequência

Interpolação e extrapolação da intensidade de campo em função da frequência. Os valores de intensidade de campo para a frequência pretendida devem ser obtidos interpolando-se entre os valores para as frequências nominais de 100, 600 e 2000 MHz. No caso de frequências abaixo de 100 MHz ou acima de 2000 MHz, a interpolação deve ser substituída pela extrapolação a partir das duas frequências nominais mais próximas. Para a maioria dos caminhos, interpolação ou extrapolação em notação logarítmica podem ser usadas, mas para alguns caminhos marítimos, quando a frequência é inferior a 100 MHz, é necessário um ajuste no cálculo que está fora do escopo deste trabalho. Para caminhos terrestres e marítimos em que a frequência pretendida é maior que 100 MHz, a intensidade de campo E , é calculada como:

$$E = E_{inf} + (E_{sup} - E_{inf}) \cdot \log(f/f_{inf}) \cdot \log(f_{sup}/f_{inf}) \quad \text{dB}(\mu\text{V/m}),$$

em que:

f : frequência para a qual a predição é requerida (MHz)

f_{inf} : frequência nominal inferior (100 se $f < 600$, 600 para as demais) (MHz)

f_{sup} : frequência nominal superior (600 se $f < 600$, 2000 para as demais) (MHz)

E_{sup} : intensidade de campo para f_{inf}

E_{sup} : intensidade de campo para f_{sup}

A intensidade de campo resultante da extrapolação para frequências acima de 2000 MHz deve ser limitada, se necessário, tal que não exceda um valor máximo E_{max} determinado como segue:

$$E_{max} = E_{fs} \quad \text{dB}(\mu\text{V/m}) \quad \text{para caminhos terrestres}$$

$$E_{max} = E_{fs} + E_{se} \quad \text{dB}(\mu\text{V/m}) \quad \text{para caminhos marítimos}$$

Em queo E_{fs} é a intensidade de campo em espaço livre para 1 kW e.r.p. dada por:

$$E_{fs} = 106.9 - 20 \log(d) \quad \text{dB}(\mu\text{V/m})$$

e E_{se} é um artifício de correção para as curvas de caminho marítimo, dado por:

$$E_{se} = 2.38\{1 - \exp(-d/8.94)\} \log(50/t) \text{dB}$$

Em que:

d : distância (km)

t : tempo percentual.

Em princípio, qualquer correção que aumenta a intensidade de campo não deve ser autorizada a produzir valores maiores que tais limites para a família de curvas e distâncias em causa.

B.3 - Interpolação da intensidade de campo em função do tempo

Valores de intensidade de campo para uma determinada percentagem de tempo entre 1% e 50% do tempo devem ser calculados por interpolação entre os valores nominais de 1% e 10%, ou entre os valores nominais de 10% e 50% do tempo, usando:

$$E = E_{sup}(Q_{inf} - Q_t)/(Q_{inf} - Q_{sup}) + E_{inf}(Q_t - Q_{sup})/(Q_{inf} - Q_{sup}) \text{ dB}(\mu\text{V/m})$$

em que:

t : tempo percentual para a qual a predição é necessária

t_{inf} : tempo percentual nominal inferior

t_{sup} : tempo percentual nominal superior

$$Q_t = Q_i(t/100)$$

$$Q_{inf} = Q_i(t_{inf}/100)$$

$$Q_{sup} = Q_i(t_{sup}/100)$$

E_{inf} : valor da intensidade de campo para a percentagem de tempo t_{inf}

E_{sup} : valor da intensidade de campo para a percentagem de tempo t_{sup}

$Q_i(x)$ é o inverso complementar da função de distribuição acumulada normal.

Uma aproximação de $Q_i(x)$ para $0.01 \leq x \leq 0.99$ é dada por:

$$Q_i(x) = T(x) - \xi(x), \quad \text{se } x \leq 0.5$$

$$Q_i(x) = -\{T(1-x) - \xi(1-x)\}, \quad \text{se } x > 0.5$$

Em que:

$$T(x) = \sqrt{[-2\ln(x)]}$$

$$\xi(x) = \frac{[(C_2 \cdot T(x) + C_1) \cdot T(x)] + C_0}{[(D_3 \cdot T(x) + D_2) \cdot T(x) + D_1] \cdot T(x) + 1}$$

$$C_0 = 2.515517$$

$$C_1 = 0.802853$$

$$C_2 = 0.010328$$

$$D_1 = 1.432788$$

$$D_2 = 0.189269$$

$$D_3 = 0.001308$$

A presente recomendação é válida para intensidades de campo com percentagem de tempo no intervalo entre 1% e 50% apenas. A extrapolação fora deste limiar não é válida.