

Dissertação de Mestrado

Carlos Nazareth Motta Marins

Estudo Analítico e Numérico de um Enlace Digital de Comunicação via Satélite em condição orbital Geoestacionária

2004

Inatel

Instituto Nacional de Telecomunicações

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em ____ / ____ / ____, pela comissão julgadora:

Prof. Dr. Maurício Silveira
DTE/INATEL

Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly
DMO/FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Adonias Costa da Silveira
DTE/INATEL

Coordenador do Curso de Mestrado
Prof. Dr. Adonias Costa da Silveira

CARLOS NAZARETH MOTTA MARINS

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Maurício Silveira

Santa Rita do Sapucaí

2004

DEDICATÓRIA.

Ao Meu Bom Deus que sempre faz o melhor por mim e por minha família, nos dando força e energia para vencer os desafios.

À minha mulher Adriana que sempre me acompanha nos momentos importantes da vida, com carinho, dedicação e amor e a minha filha Maria Eduarda que me traz paz e muito amor.

Aos meus pais, Carlos Nazareth e Maria de Lourdes por todos os ensinamentos que, com muito amor, recebi ao longo da vida e a minha irmã Litiane pelo carinho e atenção que sempre me dispensou e pela pessoa especial que é na minha vida.

AGRADECIMENTOS.

Agradeço ao meu grande amor Adriana pelo companheirismo e compreensão e a minha filha Maria Eduarda pelos momentos de alegria e divertimento. Ao longo deste trabalho foram vocês a grande fonte de inspiração.

Agradeço ao Prof. Maurício Silveira por toda sua dedicação e valorosa orientação na execução deste trabalho. Foram de grande importância os ensinamentos técnicos na elaboração desta dissertação. Como um grande Mestre e Amigo, ultrapassou os limites acadêmicos e me trouxe grandes ensinamentos de vida.

Ao INATEL por toda sua estrutura de trabalho e pelo apoio dado através do plano de capacitação de docentes. É com muito orgulho que faço parte desta equipe dedicada ao engrandecimento de nosso Brasil.

Aos professores de graduação e mestrado pela grande colaboração em minha carreira. Aos alunos de iniciação científica e ao amigo André Luis Eliseu Araújo que tanto me ajudou nos programas desta tese.

Finalmente, agradeço a Deus pelo lar de amor, carinho e comunhão constituído pelos meus pais Carlos Nazareth e Maria de Lourdes. São eles o bom exemplo, para minha caminhada como marido, pai, irmão, amigo, profissional e cidadão.

*"Não basta ter os meios e a vontade.
É preciso produzir resultados e medi-los."
Zilda Arns.*

SUMÁRIO

Lista de Figuras	i
Lista de Símbolos	vi
Lista de Siglas	x
Resumo	xiii
Abstract	xiv
Capítulo 1 Introdução	1
1.1. Composição da dissertação.....	1
Capítulo 2 Estações Terrenas em Comunicações Via Satélite com Órbita geostacionária	4
2.1. Introdução	6
2.2. Configurações básicas das estações	8
2.3. Antenas empregadas nas estações terrenas.....	9
2.3.1. Antenas Prime-Focus.....	10
2.3.2. Antena Prime-Focus com montagem off-set.....	11
2.3.3. Antena Casagrain.....	12
2.3.4. Antena Gregoriana.....	15
2.3.5. Parâmetros elétricos das antenas.....	17
2.3.5.1. Polarização.....	17
2.3.5.2. Diagrama de irradiação.....	20
2.3.5.3. Diretividade e Ganho.....	21
2.3.5.4. Temperatura de Ruído.....	24
2.3.5.5. Banda de operação e impedância.....	25
2.4. Modulação e demodulação.....	27
2.4.1. Modulação FM em sistemas analógicos.....	27
2.4.2. Modulações digitais.....	29
2.5. Equipamentos de transmissão.....	31
2.6. Equipamentos de recepção.....	33
Referência Bibliográfica.....	36
Capítulo 3 Técnicas de Múltiplo Acesso em Comunicação Via Satélite	37
3.1. Introdução	37
3.2. Múltiplo Acesso por Divisão de Frequência.....	41
3.2.1. FDM-FM-FDMA.....	41
3.2.2. TDM-PSK-FDMA.....	44
3.2.3. Transmissão de Sinais de Som e Imagem para TV e Rádio.....	45
3.2.4. Sistema INTELSAT SCPC.....	48
3.2.5. Sistema de Alocação por Demanda FDMA.....	49
3.3. Múltiplo Acesso por Divisão de Tempo.....	52
3.4. Comparação das técnicas FDMA e TDMA.....	55
3.4.1. Capacidade de Transmissão nos Sistemas FDMA.....	55
3.4.2. Capacidade de Transmissão nos Sistemas TDMA.....	56
3.4.3. Atraso no envio das mensagens em FDMA e TDMA.....	57
3.5. Técnicas de Múltiplo Acesso Empregando Algoritmos com Processo Aleatório.....	59

3.5.1. ALOHA.....	59
3.6. Desempenho das Técnicas de Múltiplo Acesso Empregando Algoritmos com Processo Aleatório.....	64
3.7. Conclusão.....	68
Referência Bibliográfica.....	70
Capítulo 4 Análise do Comportamento Não Linear do Transponder de Satélite, como Repetidor de Sinais de Rádio Frequência.....	71
4.1. Introdução	71
4.2. Representação da função de transferência dos <i>transponders</i> através das séries de Taylor	73
4.2.1. Função característica de transferência do <i>transponder</i>	73
4.2.2. Análise do comportamento quadrático.....	74
4.2.3. Análise do comportamento cúbico.....	77
4.2.4. Ponto de Compressão de 1dB.....	79
4.2.5. Produtos de intermodulação de ordens elevadas.....	81
4.2.6. Conversões AM-AM e AM-PM em amplificadores não lineares.....	84
4.3. Determinação dos níveis de intermodulação.....	86
4.3.1. Lema da não coincidência.....	86
4.3.2. Produtos de intermodulação com duas portadoras.....	88
4.3.3. Produtos de intermodulação com três portadoras.....	90
4.3.4. Produtos de intermodulação com cinco portadoras.....	92
4.3.5. Produtos de intermodulação com N portadoras.....	93
4.4. Conclusão.....	94
Referência Bibliográfica.....	96
Capítulo 5 Equacionamento de um Enlace Via Satélite em Condição Geo-Estacionária.....	97
5.1. Introdução.....	97
5.2. Parâmetros de desempenho para atendimento dos enlaces.....	99
5.3. Relação portadora/ruído no enlace via satélite.....	100
5.3.1. Análise do enlace de subida.....	101
5.3.2. Análise do enlace de descida.....	105
5.4. Atenuações nos enlaces via satélite.....	107
5.4.1. Atenuação por espaço livre.....	107
5.4.2. Atenuação por desapontamento de antenas.....	108
5.4.3. Atenuação por erros de polarização.....	109
5.4.4. Atenuação por chuva.....	110
5.4.4.1. Cálculo do fator de atenuação.....	110
5.4.4.2. Cálculo da atenuação por chuva no enlace via satélite.....	113
5.4.5. Atenuação de componentes passivos da estação terrena de transmissão...	117
5.4.6. Atenuação de componentes passivos da estação terrena de recepção.....	118
5.4.7. Conclusão.....	119
Referência Bibliográfica.....	120
Capítulo 6 Plataformas Computacionais Implementadas.....	121
6.1. Introdução.....	121
6.2. Programa para Análise de Amplificadores de RF.....	122
6.2.1. Função de Transferência dos Amplificadores.....	122
6.2.2. Análise no domínio do tempo.....	125
6.2.3. Análise no domínio da frequência.....	126

6.3. Programa para cálculo de enlace via satélite.....	129
6.3.1. Cálculo da potência de transmissão.....	131
6.3.2. Cálculo do diâmetro da antena de transmissão.....	133
6.3.3. Cálculo do diâmetro da antena de recepção.....	134
6.3.4. Cálculo do Back-Off.....	136
6.3.5. Telas de erro.....	137
Referência Bibliográfica.....	138
Capítulo 7 Comentários e conclusão.....	139
7.1. Objetivos alcançados com este trabalho.....	139
7.2. Proposta para novos estudos.....	140
7.3. Artigos Publicados relacionados à esta dissertação.....	141
7.4. Artigos à serem Submetidos não relacionados à dissertação.....	142
7.5. Artigos Extras Publicados no Mestrado.....	142
7.6. Artigos no Prelo.....	143
Apêndice A - Bandas de Frequências em comunicações via satélite.....	144
Apêndice B - Comparação de valores das larguras de feixe calculadas com as equações (2.9) e (2.10) com valores apresentados por fabricantes de antenas.....	144
Apêndice C - Demonstração do <i>Lema 1 - Não coincidência</i>.....	145
Apêndice D - Demonstração da equação (5.4).....	150
Apêndice E - Listagens dos programas.....	152
ANEXO I - Apontamento das estações terrenas em enlaces com satélites geostacionários.....	169
ANEXO II - Desempenho das modulações mais empregadas em enlaces via satélite em condição geostacionária.....	173
ANEXO III - Temperatura equivalente de Ruído, Figura de Ruído e Fator de mérito para estações de recepção (G/T).....	181

Lista de figuras

Figura 2.1. (a) Enlace ponto - ponto em apenas um sentido; (b) Enlace ponto - múltiplos pontos em apenas um sentido.....	5
Figura 2.2. (a) Enlace ponto-ponto nos dois sentidos, empregado em sistemas telefônicos para conexão de longa distância nacional e internacional; (b) Enlace ponto-múltiplos pontos nos dois sentidos, comum em redes VSAT.....	5
Figura 2.3. Configuração básica de uma estação de transmissão para operação em um sentido.....	6
Figura 2.4. Configuração básica de uma estação de recepção para operação em apenas um sentido.....	7
Figura 2.5. Configuração básica de uma estação de transmissão para operação bidirecional.....	8
Figura 2.6. Antena prime-focus com refletor simétrico.....	10
Figura 2.7. Antena parabólica com montagem offset.....	11
Figura 2.8. Antena com duplo refletor do tipo casegrain.....	12
Figura 2.9. Estrutura para reflexão da onda eletromagnética entre o iluminador e a antena, sem uso de cabos ou guias de onda.....	13
Figura 2.10. Antena casegrain com duplo refletor e o modelo equivalente com refletor único e alimentação no ponto focal.....	14
Figura 2.11. Antenas casegrain e gregoriana.....	16
Figura 2.12. Antena gregoriana com montagem offset.....	16
Figura 2.13. Diferentes formas para estruturas casegrain e gregoriana empregando refletores Elípticos (ELI), Parabólicos (PAR), Hiperbólicos (HIP) e Planos.....	18
Figura 2.14. Disposição típica dos canais oferecidos pelos satélites de comunicação geostacionária.....	19
Figura 2.15. Diagrama de irradiação de uma antena de microondas com refletor parabólico.....	21
Figura 2.16. Temperatura equivalente de ruído da antena em função do ângulo de elevação.....	25
Figura 2.17. Diagrama em blocos de um modulador FM.....	27
Figura 2.18. Diagrama em blocos de um demodulador FM.....	28
Figura 2.19. Pré-ênfase e dê-ênfase empregadas na modulação e na demodulação de FM, respectivamente.....	28
Figura 2.20. Estrutura básica do processo de modulação e demodulação em comunicação digital.....	31

Figura 2.21. Equipamentos de transmissão via satélite.....	31
Figura 2.22. Equipamentos de recepção via satélite.....	34
Figura 3.1. Coberturas dos satélites nas condições SDMA e PDMA.....	38
Figura 3.2. Técnicas de Múltiplo Acesso: (a) FDMA, (b) TDMA e (c) CDMA...	40
Figura 3.3. Estações transmitindo e recebendo pelo mesmo transponder de satélite usando FDMA com alocação fixa de frequências.....	42
Figura 3.4. (a) Diagrama em blocos de uma estação operando em FDMA; (b) Transponder acessado por diferentes estações de terra, tendo cada uma delas sua sub-banda de trabalho.....	43
Figura 3.5. Estrutura de médio tráfego com alocação fixa empregando FDMA	44
Figura 3.6. Estação com concepção digital TDM/PSK/FDMA.....	45
Figura 3.7. Diagrama em blocos da estrutura de transmissão analógica para TV.....	46
Figura 3.8. Espectro de frequências da banda básica de vídeo para transmissão do sinal de TV via satélite.....	46
Figura 3.9. Diagrama em blocos da estação de transmissão de TV na concepção digital.....	47
Figura 3.10. (a) Canais analógicos em half transponder; (b) Canais digitais no padrão DVB-S.....	47
Figura 3.11. Canalização do INTELSAT SCPC no transponder de 36MHz.....	48
Figura 3.12. Canalização do sistema SPADE.....	49
Figura 3.13. $N(G)$: Número máximo de canais admitido por transponder e G : Número de estações com $G/T = 35 \text{ dB/K}$	51
Figura 3.14. Acesso TDMA utilizando uma estação de referência para transmissão do burst de sincronização.....	52
Figura 3.15. Formato do FRAME e do BURST para sistema TDMA.....	53
Figura 3.16. Gráfico que apresenta o tempo médio de atraso no envio da mensagem em função do número de estações nos sistemas FDMA e TDMA, com tempo de frame normalizado.....	58
Figura 3.17. Algoritmo da técnica de acesso ALOHA.....	60
Figura 3.18. Análise no tempo do período de vulnerabilidade da técnica ALOHA.....	61
Figura 3.19. Análise no tempo do período de vulnerabilidade da técnica S-ALOHA.....	62
Figura 3.20. Exemplo de um sistema operando com R-ALOHA. Estação requisitando 3 slots numa estrutura com $M=5$ e $V=6$	63
Figura 3.21. Vazão dos canais nas técnicas ALOHA e S-ALOHA.....	67

Figura 4.1. <i>Função de transferência dos amplificadores na condição ideal e na condição real.....</i>	73
Figura 4.2. <i>(a) Função de transferência com comportamento quadrático; (b) Formas de onda de entrada e saída no domínio do tempo.....</i>	75
Figura 4.3. <i>(a) Espectro de frequência na entrada; (b) Espectro de frequência na saída.....</i>	75
Figura 4.4. <i>Ponto de interseção de segunda ordem em uma estrutura não linear.....</i>	76
Figura 4.5. <i>(a) Função de transferência com comportamento cúbico; (b) Formas de onda de entrada e saída no domínio do tempo.....</i>	77
Figura 4.6. <i>(a) Espectro de frequências na entrada; (b) Espectro de frequências na saída.....</i>	78
Figura 4.7. <i>Ponto de interseção de terceira ordem em uma estrutura não linear.....</i>	79
Figura 4.8. <i>Curva de um dado amplificador com a indicação do ponto de compressão de 1dB.....</i>	80
Figura 4.9. <i>Sinal de dois tons: (a) No domínio do tempo; (b) No domínio da frequência.....</i>	81
Figura 4.10. <i>Resposta de frequência na saída de um amplificador no teste de dois tons, com todas as possibilidades de intermodulação.....</i>	83
Figura 4.11. <i>(a) Intermodulação proveniente de conversão AM-AM; (b) Intermodulação proveniente de conversão AM-PM; (c) Intermodulação resultante de conversões AM-AM e AM-PM simultâneas.....</i>	85
Figura 4.12. <i>Portadoras dispostas na banda de um canal multiacessado.....</i>	87
Figura 4.13. <i>Função de transferência dos transponders com N portadoras.....</i>	95
Figura 5.1. <i>Enlace via satélite.....</i>	100
Figura 5.2. <i>Mapa de cobertura do satélite Brasilsat B4 com indicação do fluxo de saturação dos transponders.....</i>	102
Figura 5.3. <i>Curva que relaciona o fluxo de potência de entrada com a potência de saída do satélite.....</i>	103
Figura 5.4. <i>Comportamento da relação portadora/ruído total e das componentes parciais.....</i>	104
Figura 5.5. <i>Mapa de cobertura do satélite Brasilsat B4 com indicação dos valores de $(G/T)_{SAT}$, ao longo de toda sua área de cobertura.....</i>	105
Figura 5.6. <i>Mapa de cobertura do satélite Brasilsat B4 com indicação dos valores de $EIRP_{SAT}$, para o enlace de descida.....</i>	106
Figura 5.7. <i>Geometria do link, para análise da perda por apontamento.....</i>	108
Figura 5.8. <i>(a) K_H em função da frequência; (b) K_V em função da frequência....</i>	112

Figura 5.9. (a) α_H em função da frequência; (b) α_V em função da frequência....	113
Figura 5.10. Representação esquemática do enlace entre a estação terrena e a estação orbital.....	114
Figura 5.11. Altura efetiva da chuva, com relação ao nível do mar em função da taxa pluviométrica.....	114
Figura 5.12. Fator de atenuação (γ_R) em função da frequência.....	116
Figura 5.13. Fator de atenuação (γ_R) em função da taxa pluviométrica.....	117
Figura 5.14. (a) Estação utilizada para transmissão; (b) Estação para transmissão e recepção.....	118
Figura 5.15. (a) Estação utilizada para recepção; (b) Estação para recepção e transmissão.....	118
Figura 6.1. Tela inicial do programa para Análise de Amplificadores.....	122
Figura 6.2. (a) Entrada dos coeficientes do polinômio; (b) Comando para traçar os gráficos e indicação dos valores do ponto de compressão de 1dB; (c) Comandos de operação.....	123
Figura 6.3. Figura da janela atrelada ao comando CONFIG.....	124
Figura 6.4. Comando na parte superior da primeira janela do programa.....	124
Figura 6.5. Tela para análise no domínio do tempo.....	125
Figura 6.6. (a) Entrada de dados para as portadoras: amplitude e frequência; (b) Apresentação dos coeficientes da série de Taylor; (c) Seleção do número de portadoras e da quantidade de pontos a serem plotados.....	126
Figura 6.7. Tela com análise no domínio da frequência.....	127
Figura 6.8. (a) Escolha da impedância característica de trabalho, para determinação dos valores de potência; (b) Escolha dos produtos de intermodulação e do número de portadoras a ser apresentado no gráfico; (c) Escolha da indicação de valores de cada componente no espectro de frequências.....	127
Figura 6.9. Espectro de frequências com indicação do nível de amplitude.....	128
Figura 6.10. Tela inicial do programa para cálculo de enlaces via satélite.....	129
Figura 6.11. Entrada de dados referentes à taxa de transmissão e ao tipo de modulação.....	129
Figura 6.12. Dados do Satélite empregado no enlace.....	130
Figura 6.13. Janela para entrada dos dados de frequência dos enlaces de subida e descida e as temperaturas de ruído da antena de recepção e os amplificadores de baixo ruído LNA - LNB.....	130
Figura 6.14. Janela com opções de cálculos oferecidas pelo programa.....	131
Figura 6.15. Janela para entrada de dados para cálculo da potência de transmissão.....	131

Figura 6.16. Tela final com a apresentação dos resultados da potência de transmissão em [W] e [dBW].....	132
Figura 6.17. Janela para entrada de dados para cálculo do ganho da antena de transmissão.....	133
Figura 6.18. Tela final com a apresentação dos resultados do ganho da antena transmissora e seu diâmetro.....	134
Figura 6.19. Janela para a entrada de dados para cálculo do ganho da antena de recepção.....	135
Figura 6.20. Tela final com a apresentação dos resultados de ganho da antena de recepção com o diâmetro estimado.....	135
Figura 6.21. Janela de entrada dos dados para cálculo do back-off.....	136
Figura 6.22. Tela final com a apresentação dos resultados do cálculo de back-off.....	137
Figura 6.23. Tela com indicação de erro.....	137
Figura C.1. Portadoras fundamentais e produtos de intermodulação na saída do amplificador simulado, com as hipóteses do Lema 1 não atendidas.....	146
Figura C.2. Portadoras fundamentais e produtos de intermodulação na saída do amplificador simulado, com as hipóteses do Lema 1 atendidas.....	147
Figura C.3. Portadoras fundamentais e produtos de intermodulação na saída do amplificador simulado, com as hipóteses do Lema 1 não atendidas.....	148
Figura C.4. Portadoras fundamentais e produtos de intermodulação na saída do amplificador simulado, com as hipóteses do Lema 1 atendidas.....	149
Figura D.1. Estrutura básica de um enlace via satélite.....	150
Figura I.1. descrição das coordenadas de um ponto sobre o globo terrestre.....	170
Figura II.1. Curva de desempenho da demodulação FM.....	175
Figura II.2. Forma de onda de um sinal modulado em BPSK.....	176
Figura II.3. Diagrama de Constelação da modulação BPSK.....	176
Figura II.4. Diagrama de constelação da modulação QPSK.....	177
Figura II.5. Diagrama de constelação da modulação 8PSK.....	177
Figura II.6. Diagrama de constelação da modulação 16QAM.....	178
Figura II.7. Probabilidade de Erro de símbolo em função da relação (E_b/N_0)..	179
Figura III.1. Amplificador Ideal.....	181
Figura III.2. Associação de amplificadores.....	183
Figura III.3. Associação Híbrida de amplificadores e atenuadores.....	184
Figura III.4. Estação básica de recepção de sinais via satélite.....	185

Lista de Símbolos

A_{A-RX}	Atenuação por apontamento na antena de recepção.
A_{A-TX}	Atenuação por apontamento na antena de transmissão.
A_e	Atenuação por espaço livre.
$A_{EFETIVA}$	Área efetiva da antena parabólica.
A_{POL}	Atenuação por erro de polarização da onda eletromagnética ao trafegar pela ionosfera.
$A_{0,01}$	Predição de atenuação excedida para 0,01% na média anual da taxa pluviométrica.
\hat{a}_θ	Vetor unitário ortogonal a \hat{a}_ϕ .
\hat{a}_ϕ	Vetor unitário ortogonal a \hat{a}_θ .
BO_{in}	Back-off de entrada.
BO_{out}	Back-off de saída.
b	Taxa de transmissão em bps.
$\left(\frac{C}{N}\right)$	Relação portadora/ruído.
$\left(\frac{C}{N}\right)_{IMD}$	Relação portadora/ruído de intermodulação.
$\left(\frac{C}{N}\right)_u$	Relação portadora/ruído de subida.
$\left(\frac{C}{N}\right)_d$	Relação portadora/ruído de descida.
D	Diâmetro do refletor parabólico principal.
$D(\theta_0, \phi_0)$	Diretividade para um determinado ângulo sólido.
d_a	Diâmetro da flange do alimentador.
d_h	Diâmetro do refletor hiperbólico auxiliar.
d_s	Diâmetro da seção transversal do alimentador.
D_{FDMA}	Atraso total sofrido pela mensagem no sistema <i>FDMA</i> .
D_{TDMA}	Atraso total sofrido pela mensagem no sistema <i>TDMA</i> .
\vec{E}	Vetor campo elétrico.
E_b	Energia de bit.

E_0	Intensidade do campo na origem do sistema.
E_θ	Amplitude da componente do campo elétrico.
E_ϕ	Amplitude da componente do campo elétrico.
$EIRP_{SAT}$	Potência efetivamente radiada pelo satélite.
f_a	Distância entre o alimentador e o foco do refletor principal na antena casegrain.
f_d	Distância do ponto focal do refletor parabólico principal.
f_e	Distância equivalente do refletor principal.
$f(\theta, \phi)$	Estabelece a função de radiação.
$G(\theta)_{dB}$	Ganho de uma antena parabólica da direção θ .
G_{RX}	Ganho de recepção da estação terrena.
G_{RX-SAT}	Ganho de recepção do satélite.
G_{TX}	Ganho de recepção da estação terrena.
$\left(\frac{G}{T}\right)$	Fator de mérito de uma estação de recepção.
$\left(\frac{G}{T}\right)_{SAT}$	Fator de mérito do satélite.
h_R	Altura da chuva.
h_S	Altura da estação terrena.
K	Eficiência de radiação.
K_1	Coefficiente do termo de primeira ordem da série de Taylor.
K_N	Coefficiente do termo de n-ésima ordem da série de Taylor.
k	Coefficientes numéricos para determinação do fator de atenuação.
k_H	Coefficientes numéricos para determinação do fator de atenuação, para polarização horizontal
k_V	Coefficientes numéricos para determinação do fator de atenuação, para polarização vertical
L_e	Comprimento efetivo percorrido pela onda dentro da condição de chuva.
M	Número total de estações na rede.
N_0	Energia de ruído.
P	Intensidade de potência que alimenta o elemento radiante.
$P(K)$	Probabilidade de se ter (K) novas mensagens no intervalo (τ).

P_S	$P_S = P(K = 0)$
P_{TX}	Potência de transmissão.
P_{RX}	Potência de Recepção.
R	Taxa de transmissão da rede.
R_m	Máxima taxa de transmissão média da m-ésima estação da rede de comunicação.
R_1	Máxima taxa de transmissão média da primeira estação da rede de comunicação.
R_{FDMA}	Taxa de transmissão total exigida pelo sistema <i>FDMA</i> .
R_{TDMA}	Taxa de transmissão total exigida pelo sistema <i>TDMA</i> .
$R_{0,01}$	Taxa pluviométrica da estação para 0,01% na média anual.
r	Distância radial.
$S(\theta_0, \phi_0)$	Densidade de potência na direção (θ_0, ϕ_0) .
$\left(\frac{S}{N}\right)$	Relação sinal/ruído.
T	Tempo total de frame em <i>TDMA</i> .
T_A	Temperatura equivalente de ruído da antena.
$T_b(\theta, \phi)$	Temperatura de brilho de radiação do corpo localizado na direção (θ, ϕ) em que a antena oferece ganho $G(\theta, \phi)$.
$V_{in}(t)$	Sinal de tensão na entrada de um amplificador de <i>RF</i> com comportamento não linear.
$V_{out}(t)$	Sinal de tensão na saída de um amplificador de <i>RF</i> com comportamento não linear.
W	Tempo médio de espera de um pacote para ser transmitido.
W_{TDMA}	Tempo médio de espera de um pacote para ser transmitido no sistema <i>TDMA</i> .
α	Defasagem no tempo entre as componentes ortogonais.
α	Coefficientes numéricos para determinação do fator de atenuação.
α_H	Coefficientes numéricos para determinação do fator de atenuação, para polarização horizontal
α_V	Coefficientes numéricos para determinação do fator de atenuação, para polarização vertical
β	Eficiência global de um refletor parabólico.
γ	Eficiência de abertura.
γ_R	Fator de atenuação por chuva.
η_a	Eficiência do alimentador.

λ	Comprimento de onda de operação da antena.
λ	Taxa total dos pacotes transmitidos.
λ_t	Taxa total de transmissão.
λ_r	Taxa dos pacotes rejeitados.
π	Pi,3,14159
θ_{3dB}	Abertura de feixe de uma antena com refletor parabólico.
ρ_1	Vazão do Canal (throughput).
ρ_{ALOHA}	Vazão para técnica ALOHA.
$\rho_{S-ALOHA}$	Vazão para técnica S-ALOHA.
$\sum A_d$	Somatório das atenuações no <i>down-link</i> .
$\sum A_u$	Somatório das atenuações no <i>up-link</i> .
τ	Tempo de transmissão do pacote.
τ_{TDMA}	Tempo de transmissão do pacote utilizando a técnica <i>TDMA</i> .
ω	Frequência angular do sinal elétrico.
ξ	Erro de polarização devido a rotação de Faraday.
Ψ_{SAT}	Fluxo de saturação do satélite.
■	Demonstração matemática concluída.

Lista de Siglas

ALOHA	Técnica de múltiplo acesso que emprega algoritmos aleatórios, desenvolvida na Universidade do Havaí na década de 70.
ATSC-S	Padrão americano para transmissão de vídeo digital via satélite, do inglês <i>American Television Society Committee- Satellite</i>
BER	Taxa de erro de bit, do inglês <i>Bit Error Rate</i> .
BRASILSAT	Frota de satélites lançados pela EMBRATEL e hoje de propriedade da STARONE.
CDMA	Múltiplo Acesso por Divisão de Código, do inglês <i>Code Division Multiple Access</i> .
DAMA	Múltiplo Acesso por Demanda, do inglês <i>Demand Assignment Multiple Access</i> .
DVB-S	Padrão europeu para transmissão de vídeo digital via satélite, do inglês <i>Digital Video Broadcasting - Satellite</i> .
dB	Ganho em decibels.
dBi	Ganho em decibels tendo como referência a antena isotrópica.
DFT	Transformada discreta de Fourier, do inglês <i>Discrete Fourier Transform</i> .
FDM	Multiplexação por Divisão de Frequência, do inglês <i>Frequency Division Multiplex</i> .
FDMA	Múltiplo Acesso por Divisão de Frequência, do inglês <i>Frequency Division Multiple Access</i> .
FEC	Fator de correção de erro, do inglês <i>Forward Error Correction</i>
FFT	Transformada rápida de Fourier, do inglês <i>Fast Fourier Transform</i> .
FI	Frequência intermediária em sistemas de rádio, <i>Frequency Intermediary</i> .
FM	<i>Frequency Modulation</i> .
FSK	Modulação com chaveamento de Frequência, do inglês <i>Frequency Shift Keying</i> .
GEO	Sigla utilizada para representar satélite de órbita geoestacionária.
HPA	Amplificador de alta potência, do inglês <i>High Power Amplifier</i> .

IEEE	Instituto de Engenharia Elétrica e Eletrônica, do inglês <i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> .
INMARSAT	Empresa provedora de acesso via satélite para uso móvel voltado inicialmente para navegação.
INTELSAT	Consórcio internacional para comunicação via satélite do qual empresas brasileiras fazem parte.
IMD	Intermodulação, do inglês intermodulation.
ISDB-S	Padrão japonês para transmissão de vídeo digital via satélite, do inglês <i>Integrated Service Digital Broadcasting - Satellite</i> .
LEO	Sigla empregada para representar satélites de órbita baixa, do inglês Low Earth Orbit.
LNA	Amplificador de Baixo Ruído, do inglês Low Noise Amplifier.
LNB	Bloco de amplificação de baixo ruído, combinado com conversor de frequência, do inglês Low Noise Block.
LNBF	LNB construído de forma conjugada ao alimentador das antenas. Largamente empregado na recepção de satélite para uso residencial.
MCPC	Utilização da portadora com múltiplos canais de forma simultânea, do inglês Multiple Channel Per Carrier.
MEO	Sigla empregada para representar satélites de órbita mediana, do inglês Medium Earth Orbit.
MPEG-2	Padrão para compressão de vídeo, do inglês Motion Picture Expert Group.
PANANSAT	Empresa provedora de acesso via satélite com maior foco na cobertura do território americano.
PDF	Função densidade de probabilidade, do inglês <i>Probability density function</i> .
PDMA	Múltiplo Acesso por Divisão de Polarização, do inglês Polarization Division Multiple Access.
PLL	Phase Lock Loop.
PSK	Modulação com chaveamento de fase, do inglês Phase Shift Keying
QAM	Modulação digital com chaveamento de fase e amplitude pela combinação de portadoras em quadratura, do inglês Quadrature Amplitude Modulation.

QPSK	Modulação com chaveamento e deslocamento de fase em quadratura, do inglês <i>Quadrature Shift Keying</i> .
R-ALOHA	Técnica ALOHA com reserva de time slot.
S-ALOHA	Técnica ALOHA com segmentação do tempo.
SCPC	Utilização de uma portadora para um único canal, do inglês <i>Single Carrier Per Channel</i> .
SDMA	Múltiplo Acesso por Divisão de Espaço, do inglês <i>Space Division Multiple Access</i> .
SPADE	<i>Single carrier per channel Pulse code modulated multiple Access Demand assignment Equipment</i> .
TDM	Multiplexação por Divisão de Tempo, do inglês <i>Time Division Multiplex</i> .
TDMA	Múltiplo Acesso por Divisão de Tempo, do inglês <i>Time Division Multiple Access</i> .
TVRO	Recepção via satélite para uso específico em TV, do inglês <i>Television Reception Only</i> .
VCO	<i>Voltage Control Oscillator</i> .
VSAT	Terminal de pequena dimensão utilizado para rede de dados em comunicação via satélite, do inglês <i>Very Small Aperture Terminal</i>
VSWR	Relação de Onda Estacionária, medida com valores de Tensão; do inglês <i>Voltage Stationary Wave Ratio</i> .

Resumo

Marins, C. N. M. Estudo analítico de um enlace digital de comunicação via satélite em condição orbital geostacionária. Santa Rita do Sapucaí. 2004. Instituto Nacional de Telecomunicações.

Os enlaces via satélite são afetados pelas condições de propagação oferecidas pelo meio e pelas distorções geradas pelo próprio repetidor orbital. As atenuações e perdas decorrentes do meio e dos componentes passivos são bastante discutidas e bem definidas. No entanto, os sistemas, em alguns casos, são sobre dimensionados para atender às possíveis degenerações que não são consideradas nos cálculos. Este trabalho apresenta uma análise de todo enlace via satélite, discutindo de forma mais intensa os produtos de intermodulação e as degenerações provocadas pelos *transponders* que afetam a relação portadora/ruído. Com equações, obtidas através de indução finita, é possível obter os valores da relação portadora/ruído de intermodulação em função da amplitude das portadoras, do número de portadoras que trafegam simultaneamente pelo repetidor orbital, e da função de transferência do *transponder*.

Palavras-chave: Enlaces via satélite, Intermodulação, Não-linearidade, *Transponder*, Estações terrenas.

Abstract

Marins, C. N. M. Analytic and numerical approach to digital satellite communications links in the geo stationary orbit. Santa Rita do Sapucaí. 2004. National Institute of Telecommunications.

The links of satellites are affected by propagation conditions and distortions that are generated by devices. The propagation losses as well as the passive components attenuation are very simple to analyze, but many calculations involved with the complete link demand to discover the carrier to inter-modulation ratio. This work presents an innovative set of equations to calculate the carrier-to-inter-modulation ratio, with number and amplitude of carriers and features of the transponders. The equations are developed by the finite induction methods and permit to have a very good results of the performance of the satellite with respect to the non-linearity compartment.

Key-words: Satellite links, Non-linearity transponders, Earth communication stations, inter-modulation.

Capítulo 1

Introdução

1.1. Composição da dissertação

Este trabalho de dissertação está dividido em sete capítulos para abordar, de forma direta, o desenvolvimento de enlaces via satélite. Ao longo do curso de mestrado, dois programas computacionais foram desenvolvidos de forma a ilustrar a não linearidade oferecida pelos *transponders* dos satélites e o projeto de um enlace digital de comunicação via satélite.

O Capítulo 2 aborda, de forma abrangente, a concepção da comunicação via satélite, apresentando, inicialmente, as configurações básicas das estações. Com estas informações foram discutidos os tipos de antenas mais empregados neste conceito de comunicação e suas principais vantagens e desvantagens, baseadas em parâmetros técnicos de maior relevância. Além disso, foram apresentadas as modulações consagradas para este tipo de aplicação, bem como os equipamentos eletrônicos que fazem parte do projeto total dos enlaces e estações.

No Capítulo 3, foram discutidas as técnicas mais usuais de múltiplo acesso em comunicação via satélite e os protocolos de grande utilização em redes de dados para uso corporativo. Este capítulo oferece subsídios para que, no capítulo seguinte, sejam abordados os impactos da não-linearidade dos *transponders* nos sinais e como a escolha da técnica de múltiplo acesso pode beneficiar o desempenho dos sistemas.

O Capítulo 4 descreve o comportamento não linear dos *transponders* e propõe dois *Lemas* que podem beneficiar o projeto dos enlaces. No *Lema* 1, se discute a

melhor forma de alocação das portadoras ao longo da banda do *transponder*, para que o efeito de degeneração provocado pelos produtos de intermodulação sejam minimizados. No *Lema 2*, são apresentadas equações para cálculo das relações portadora/ruído de intermodulação, dentro das condições impostas pelo *Lema 1*. Este capítulo oferece uma grande contribuição na dissertação, pois apresenta uma forma sistematizada de considerar a degeneração provocada pela não-linearidade no cálculo dos enlaces. Na literatura clássica atual, os efeitos da não-linearidade são comentados, mas não existe uma abordagem matemática que os quantifique, o que motivou a formulação de resultados originais na literatura e citados neste capítulo.

No Capítulo 5, se descreve todo o equacionamento dos enlaces via satélite, com todas as equações das relações portadora/ruído, levando em conta os desenvolvimentos abordados no Capítulo 4. O Capítulo 5 é o responsável pelas rotinas computacionais empregadas no programa para cálculo de enlace via satélite, apresentado no Capítulo 6. No Capítulo 5, ainda estão abordadas todas as perdas provocadas pelo meio de propagação, com destaque para a atenuação por chuva que foi abordada segundo as especificações da União Internacional de Telecomunicações, bem como as perdas oferecidas por componentes passivos e linhas de transmissão.

O Capítulo 6 apresenta as duas plataformas computacionais geradas ao longo do curso de mestrado. A primeira ferramenta computacional é um programa para análise de amplificadores que funcionou como uma grande ferramenta para a validação do *Lema 1*. O segundo programa é voltado para o cálculo de enlace via satélite, que oferece quatro rotinas para determinação dos principais fatores e parâmetros em um *link* de satélite. Ambas as plataformas são programas originais.

Por último, o Capítulo 7 apresenta os principais objetivos alcançados por este trabalho e sugere novas linhas de trabalho dentro desta área de pesquisa.

Os apêndices e anexos são complementos do texto principal, na intenção de facilitar a leitura e apresentar detalhes não essenciais para o entendimento do texto. No Apêndice A, estão apresentadas todas as faixas de frequências empregadas em microondas, com a nomenclatura e a banda que abrange. O Apêndice B apresenta resultados que validam as equações para cálculo da abertura de feixe nas antenas. O Apêndice C apresenta alguns dos resultados dos produtos de intermodulação, para

análise com três e quatro portadoras, que permitiram formular, através do *Método de Indução Finita*, os *Lemas* enunciados no Capítulo 4. No Apêndice D, está a demonstração referente à dedução da equação (5.4) apresentada no Capítulo 5. Para finalizar, o Apêndice E apresenta as listagens dos programas apresentados no Capítulo 6.

No Anexo I, estão apresentadas as equações para determinação de azimute e elevação das antenas utilizadas nas estações terrenas e a distância entre as mesmas e os satélites. No Anexo II, são apresentadas as equações básicas das modulações e os gráficos de desempenho para os casos mais usuais em comunicação via satélite. No Anexo III, é feita a apresentação dos cálculos de temperatura equivalente de ruído, figura de ruído e relação (G/T).

Capítulo 2

Estações Terrenas em Comunicação Via Satélite com Órbita Geoestacionária

2.1. Introdução

Um enlace de comunicação via satélite, operando em *SHF* e em posição orbital geoestacionária, conta com vários fatores de degradação que estão ligados ao meio de transmissão, aos equipamentos utilizados em suas estações terrenas e ao próprio satélite, que funciona como elemento de repetição nesta análise.

Para que o sistema consiga oferecer desempenhos satisfatórios nos mais diferentes tipos de aplicações e serviços, é de grande importância que as estações de transmissão e recepção sejam devidamente dimensionadas, para que possam atender, de forma mais apropriada, a todas as possíveis aplicações comentadas no capítulo 1.

Como qualquer outro tipo de comunicação via rádio, o sistema via satélite poderá oferecer tráfego de informação em um ou em ambos os sentidos, dependendo do tipo de aplicação oferecida.

A transmissão de sinais em apenas uma direção pode ser visualizada através da Figura 2.1. Na condição (*a*) o sistema atende apenas a um ponto de recepção enquanto na condição (*b*) vários pontos de recepção são contemplados com o sinal da estação de transmissão.

A configuração apresentada em (*b*) é a mais empregada dentre as duas apresentadas pela Figura 2.1, pois seu uso é bastante comum para difusão de informa-

ções, como é realizado em transmissão de sinais de televisão e rádio para todo território nacional.

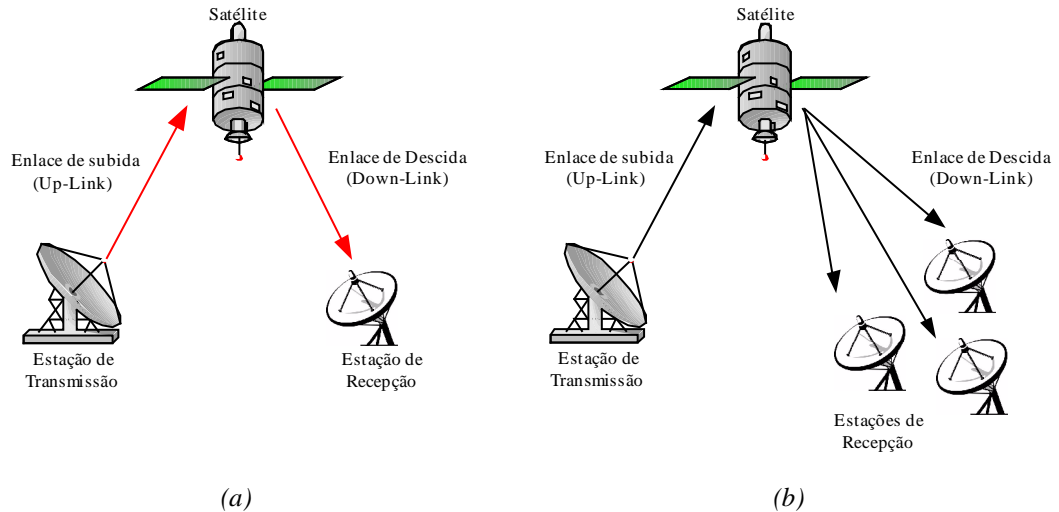


Figura 2.1. (a) *Enlace ponto - ponto em apenas um sentido;*
 (b) *Enlace ponto - múltiplos pontos em apenas um sentido.*

Para transmissões bidirecionais as estruturas instaladas nos extremos do enlace são muito semelhantes no que diz respeito aos componentes envolvidos. As especificações destes componentes é que se alteram, para que o sistema atenda às necessidades técnicas e financeiras. A Figura 2.2 apresenta as possibilidades de enlaces bidirecionais.

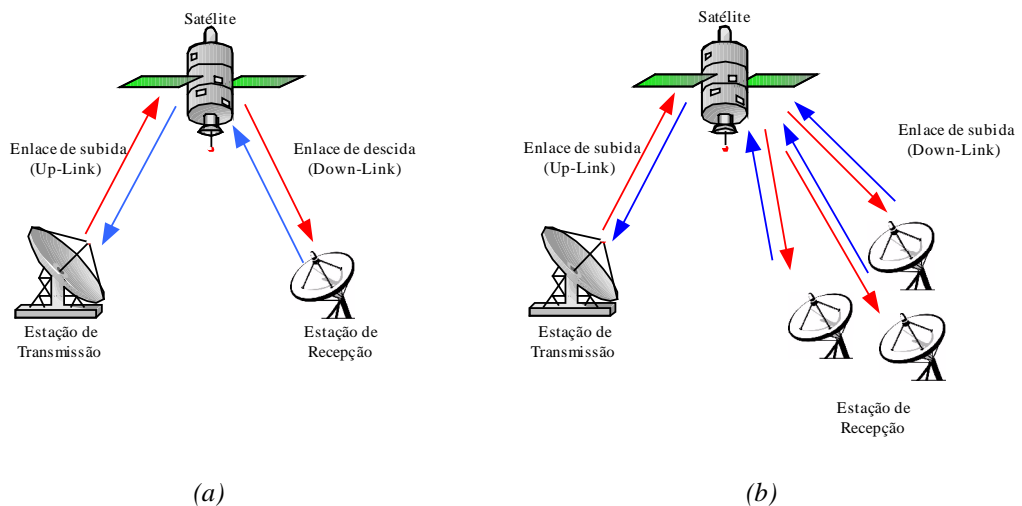


Figura 2.2. (a) *Enlace ponto - ponto nos dois sentidos, empregado em sistemas telefônicos para conexão de longa distância nacional e internacional;*
 (b) *Enlace ponto - múltiplos pontos nos dois sentidos, comum em redes VSAT.*

2.2. Configurações básicas das estações

As configurações básicas das estações de transmissão e recepção do enlace representado pela Figura 2.1 podem ser visualizadas, respectivamente, nas Figuras 2.3 e 2.4.

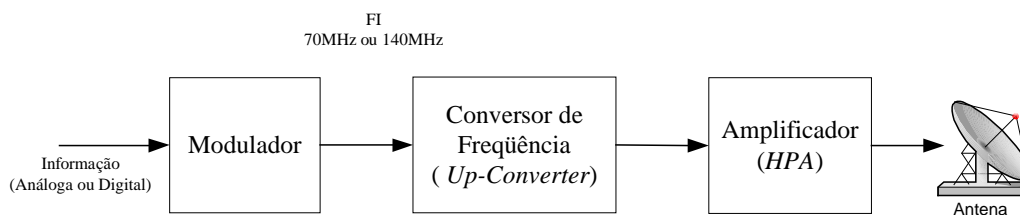


Figura 2.3. Configuração básica de uma estação de transmissão para operação em um sentido.

Na transmissão, podemos visualizar que a informação analógica ou digital é modulada e entregue, na saída do modulador, com uma frequência intermediária (*FI*) que pode variar de acordo com o sistema ou configuração. Os valores típicos usados hoje em dia são *70* ou *140* (*MHz*).

Para sistemas analógicos a modulação em frequência (*FM*) predomina, enquanto em sistemas digitais existe uma gama maior de possibilidades, tais como *2FSK*, *BPSK*, *QPSK*, *8PSK* e *16QAM* com suas derivações.

Nos sistemas digitais, as modulações de ordem mais elevada podem promover uma redução espectral considerável. No entanto, por limitações de linearidade nos satélites, o uso de modulações *QAM* é acompanhado de muitas restrições, o que faz seu uso bastante limitado.

O sinal modulado em *FI* é convertido pelo *Up-Converter* para faixa de transmissão do enlace, podendo ocorrer em Banda *C*, Banda *X*, Banda *Ku*, Banda *Ka* e outras (Apêndice A).

O sinal modulado e convertido para sua faixa de canal é amplificado pelo amplificador de alta potência (*HPA - High Power Amplifier*) e aplicado a uma antena de transmissão que o irradia em direção ao satélite, com o nível de potência adequado para atender às necessidades do enlace.

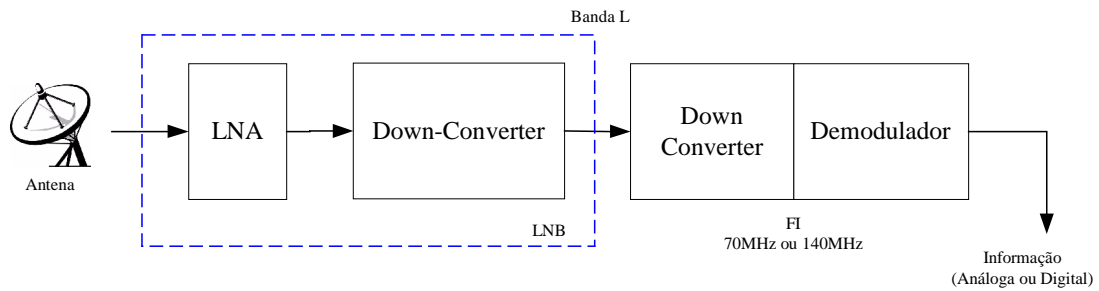


Figura 2.4. Configuração básica de uma estação de recepção para operação em apenas um sentido.

O sinal retransmitido pelo satélite é recebido pela antena da estação de recepção e amplificado por uma estrutura de baixo ruído (*LNA - Low Noise Amplifier*). Este sinal, ainda na faixa de frequência de recepção em *SHF*, é convertido para banda *L* ou para *70MHz (140MHz)*. O sinal de *FI* é aplicado ao demodulador que oferece, na saída do sistema, o sinal de informação analógico ou digital.

Quando o *LNA* e o conversor são construídos em um mesmo módulo e a conversão de frequência é realizada de *SHF* para banda *L*, o conjunto é chamado de *LNB (Low Noise Block)*.

No mercado de comunicação via satélite é comum, principalmente em banda *Ku*, a comercialização de um módulo composto pelo iluminador e pelo *LNB*, formando uma única peça. Esta estrutura é denominada *LNBF (LNB Feed Assembly)*.

Tanto o *LNA* como o *LNB* são muito encontrados em sistemas profissionais, sendo o *LNA* em estruturas bidirecionais e o *LNB* em estruturas unidirecionais. O *LNBF* é encontrado em grande escala, mas somente em sistemas de uso residencial para *TVRO (Television Reception Only)*.

A Figura 2.5 apresenta a configuração básica de uma estação bidirecional que é adotada nos extremos dos sistemas ponto-ponto ou ponto-múltiplos pontos.

Esta configuração é a união de uma estrutura de transmissão com outra de recepção, que compartilham uma mesma antena, utilizando um combinador de sinais com níveis diferentes que operam em frequências distintas.

Nas figuras anteriores, tanto para enlaces unidirecionais como para enlaces bidirecionais, não foi apresentado nenhum tipo de rastreador de sinais para as antenas. No entanto, em comunicações via satélites geo-estacionários, é comum a utilização de sistemas de rastreamento (*tracking systems*) realimentados pelo nível de sinal re-

cebido, que permitem sempre o melhor posicionamento das antenas que possuem alta diretividade, com pequenas aberturas de feixe. Neste trabalho não se pretende abordar as estruturas de rastreamento.

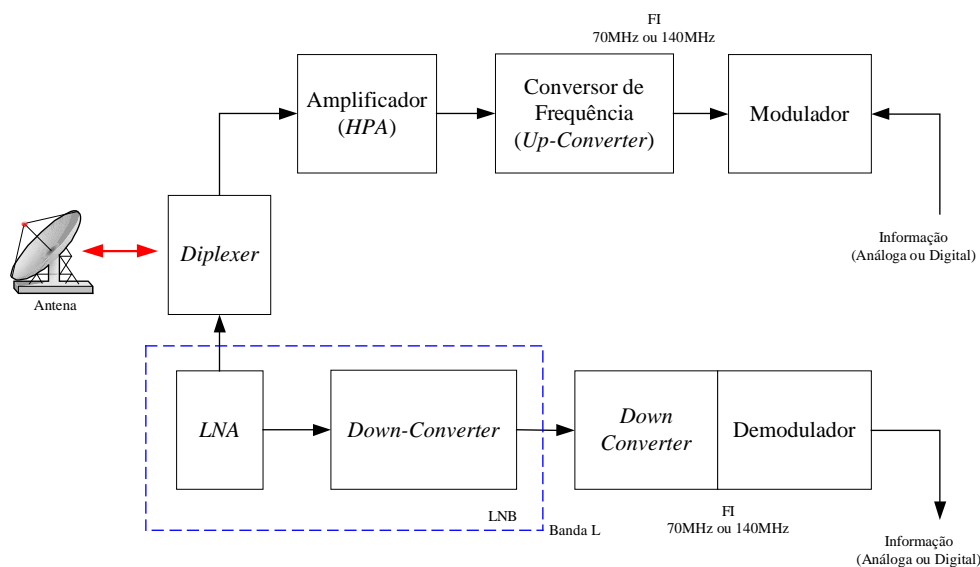


Figura 2.5. Configuração básica de uma estação de transmissão para operação bidirecional.

Nos tópicos seguintes serão apresentados cada um dos elementos que constituem em uma estação terrena, com o estudo de seus principais parâmetros.

2.3. Antenas empregadas nas estações terrenas

Em enlaces de microondas via satélite as antenas mais comuns derivam de três principais classes de antenas, sendo estas¹:

- q Antenas cornetas (*Horn Antenna*);
- q Rede de antenas em fase (*Phased Array Antenna*).
- q Antenas parabólicas (*Parabolic Antenna*);

As antenas do tipo corneta são muito utilizadas como elemento de referência em testes de componentes dos sistemas via satélite, pois oferecem altas figuras de mérito. O uso destas antenas em aplicações comerciais não foi difundido, pois, quando se necessita de ganhos elevados, o tamanho das estruturas cresce bastante, aumentando o custo. O uso de cornetas foi de grande relevância nos primeiros sistemas

de comunicação via satélite, como nas experiências realizadas com o *TELSTAR* na França².

As redes de antenas em fase são usadas quando o feixe ou a cobertura do satélite está em constante movimento, como no caso de satélites de órbita mediana e baixa, ou para enlace com satélite geoestacionário com um dos terminais, sendo móvel, em terra. Dentro deste conceito existem modelos clássicos muito presentes no mercado atual.

A localização de veículos utiliza enlaces de rádio com satélites geoestacionários trabalhando com taxas de transmissão muito baixas, exigindo pequenas larguras de faixa e, conseqüentemente, níveis muito pequenos de sinal para viabilizar a comunicação.

Neste caso, as redes de antenas em fase com baixa diretividade, são construídas em circuito impresso com elementos de micro-linhas, possibilitando à unidade móvel se comunicar em qualquer ponto de operação do satélite, sem a necessidade de apontamento manual ou automático.

Outro exemplo de uso de redes de antenas em fase, são as unidades de comunicação empregadas com os satélites *INMARSAT*. Para possibilitar a construção da antena de forma a facilitar o transporte e a adaptação com os outros equipamentos, são utilizadas estruturas em micro-linha, montadas em substratos planos e de fácil acomodação. Com um número maior de elementos, esta rede se torna mais diretiva exigindo apontamento. Na maioria dos casos o apontamento é simples e rápido, permitindo o uso destes equipamentos em embarcações marítimas, em coberturas jornalísticas de guerras e catástrofes naturais, bem como em outras condições adversas.

Em todos estes exemplos o baixo ganho das antenas limita a operação dos enlaces com taxas elevadas de transmissão. Quando se necessita de taxas mais altas é imprescindível o uso de antenas de maior ganho.

Por este motivo, as antenas com uso de refletores parabólicos foram as que trouxeram mais vantagens para os enlaces com satélites geo-estacionários, aliando altos ganhos com pequenas dimensões, baixo custo e facilidade de instalação.

Dentre os modelos mais encontrados no mercado, podemos destacar as antenas com montagem simétrica, conhecidas como *prime-focus*; as antenas com iluminação

deslocadas, chamadas de *offset antennas*; e as antenas com duplo refletor que se dividem em dois outros tipos chamados de *cassegrain antennas* e *gregorian antennas*.

2.3.1. Antenas Prime-Focus

A antena *prime-focus* é aquela em que o alimentador (*feeder*) é instalado no ponto focal do refletor parabólico (*parabolóide*). A maior limitação desta configuração é a redução da eficiência, devido ao fato de o iluminador bloquear parte da área iluminada do refletor.

Esta obstrução, além de reduzir a eficiência, também aumenta a intensidade dos lóbulos laterais, devido à difração por obstáculo. Esta condição de aumento dos lóbulos laterais faz com que a radiação emitida pela superfície terrestre seja captada pelo iluminador, como se ocorresse um transbordamento da área iluminada. A consequência deste efeito é o aumento da temperatura de ruído das antenas³.

Os lóbulos laterais e, conseqüentemente, o transbordamento podem ser atenuados, se o diâmetro do alimentador for diminuído. Para obter uma baixa temperatura de ruído, faz-se necessário a utilização de um alimentador direcional e uma maior distância do ponto focal¹.

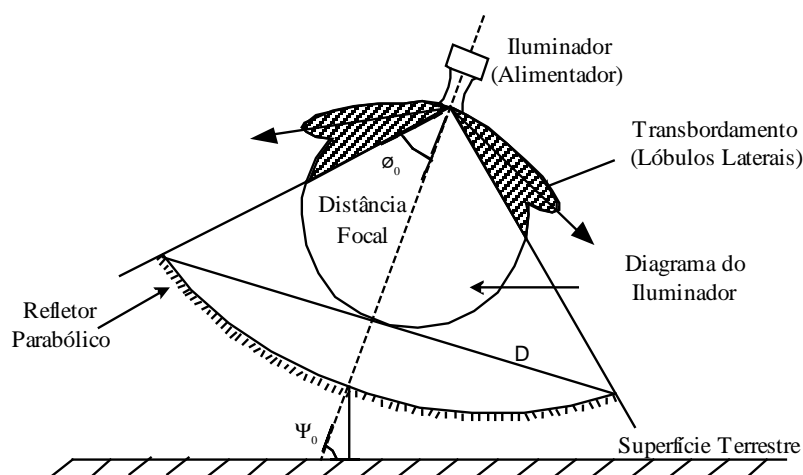


Figura 2.6. Antena *prime-focus* com refletor simétrico.

Este tipo de antena não é o mais adequado para a instalação de circuitos e módulos eletrônicos atrás ou ao lado do iluminador. O volume destes módulos pode aumentar, consideravelmente, o efeito de obstrução.

Por este motivo, este tipo de antena é largamente utilizado para estações onde só ocorre recepção, pois a dimensão dos módulos amplificadores de baixo ruído (*LNA* e *LNB*), em pouco, irão prejudicar o desempenho da antena, como apresentado na Figura 2.6.

2.3.2. Antena Prime-Focus com montagem Offset

A antena *prime-focus* com montagem *offset* é aquela em que o alimentador se localiza no foco, mas com uma angulação em relação ao vértice do refletor parabólico, como demonstrado na Figura 2.7. Esta construção resulta numa iluminação de apenas um dos lados do parabolóide, o que permite a instalação de módulos eletrônicos, tanto para recepção como para transmissão, junto ao iluminador (*feeder*), sem que ocorra nenhum tipo de obstrução à área iluminada.

Conseqüentemente, a eficiência da antena aumenta, se comparada à configuração simétrica. No entanto, como os lóbulos laterais (transbordamento) continuam voltados para a terra, a temperatura equivalente de ruído da antena continua nos mesmos patamares que os encontrados para a condição anterior.

A análise de várias antenas de diferentes fabricantes possibilitou a obtenção de valores médios de eficiência para as antenas *prime-focus* com montagem simétrica ou *offset*.

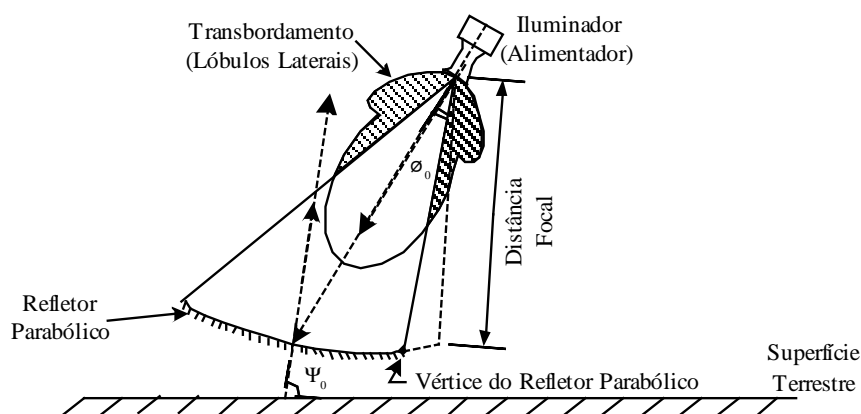


Figura 2.7. Antena parabólica com montagem *offset*.

Os resultados apontaram para eficiências em torno de 60% para as antenas *simétricas* e 70% para as antenas *offset*. As análises foram realizadas através dos dados

fornecidos pela Andrew Corporation, JONSA Satellite Antennas, Patriot Antenna Systems, VISIOSAT e BRASILSAT^{4,5,6,7,8}.

2.3.3. Antena Casegrain

A antena do tipo *casegrain* é uma estrutura formada por dois refletores e um alimentador (*feeder*). Na Figura 2.8, o refletor de maior dimensão é parabólico e denominado de refletor principal. O refletor hiperbólico de dimensão menor é denominado refletor auxiliar¹.

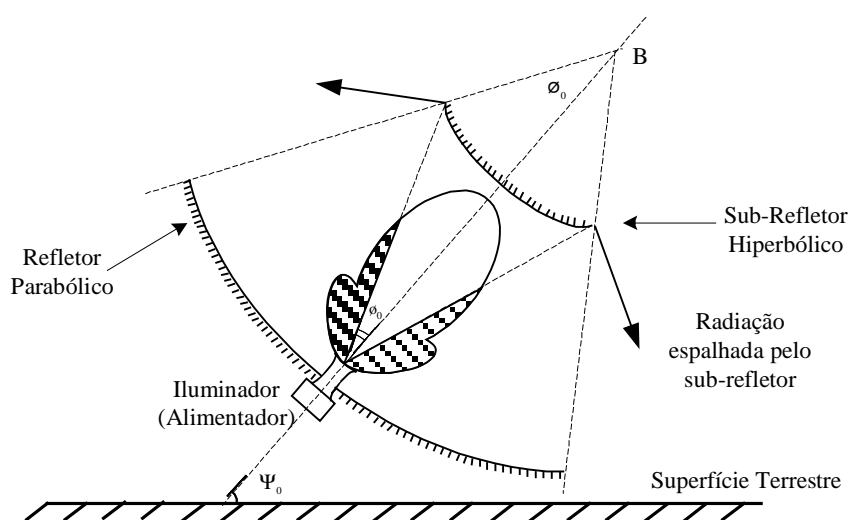


Figura 2.8. Antena com duplo refletor do tipo *casegrain*.

Estes dois refletores são devidamente posicionados no intuito de estabelecer um conjunto que garanta a maior eficiência de irradiação, apresentando resultados que solucionem os problemas apontados pelas configurações já discutidas anteriormente.

A disposição dos três componentes que compõem a antena *casegrain* dependerá dos focos dos dois refletores empregados na estrutura. O alimentador é instalado no vértice do refletor principal, na posição do primeiro foco do refletor auxiliar que, na Figura 2.8, está representado pelo ponto A e o segundo foco do refletor auxiliar deve coincidir com o ponto focal do refletor principal, como representado pelo ponto B.

A configuração da antena *casegrain* permite que os equipamentos de transmissão e recepção sejam instalados junto ao alimentador sem que ocorram atenuações elevadas. Para antenas de grandes dimensões instaladas em grandes tele-portos, as distâncias entre os alimentadores e os ambientes onde estão instalados os equipamentos são muito grandes. No intuito de não trabalhar com altas perdas com cabos ou guias de onda, os equipamentos de transmissão e recepção são ligados aos alimentadores através de estruturas de reflexão guiada, como na Figura 2.9^{1,9,10}. Toda esta estrutura permite que as antenas de grande porte sejam movimentadas nos dois planos, com possibilidade de ajuste dos ângulos de azimute e elevação.

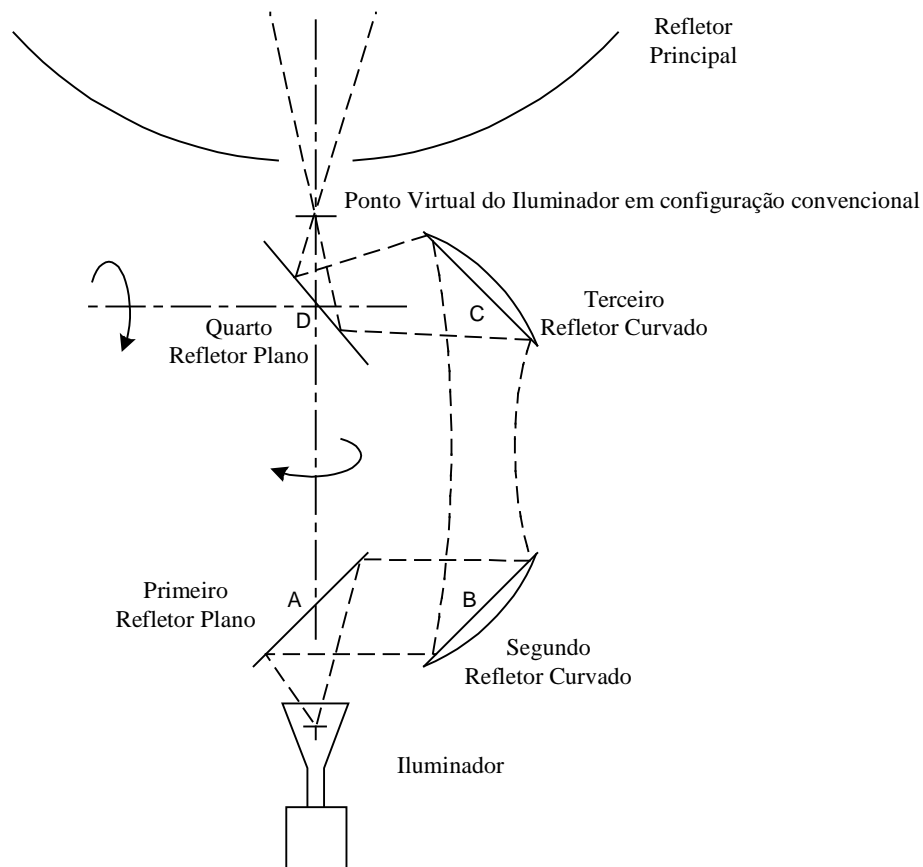


Figura 2.9. Estrutura para reflexão da onda eletromagnética entre o iluminador e a antena, sem uso de cabos ou guias de onda.

A antena *casegrain* é modelada usando o conceito de um refletor parabólico equivalente, resultando em uma estrutura igual à *prime-focus*, com um único refletor

parabólico e de igual diâmetro ao refletor principal, mas com uma distância focal diferente, dada por f_e , como apresentado na Figura 2.10^{1,11}.

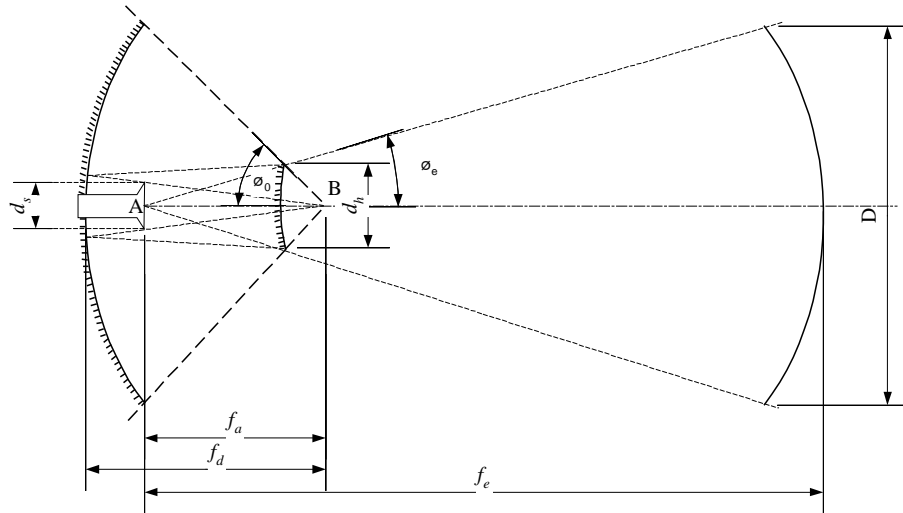


Figura 2.10. Antena casegrain com duplo refletor e o modelo equivalente com refletor único e alimentação no ponto focal.

Comparando a antena *casegrain* de duplo refletor com a sua estrutura equivalente, conclui-se que a mesma ocupa um pequeno volume pois $f_d < f_e$, mas com a vantagem de uma antena com grande distância focal. As antenas com maior distância focal apresentam como vantagem uma maior uniformidade de iluminação em todo refletor. Em contrapartida, as temperaturas equivalentes de ruído são mais elevadas.

As antenas *casegrain* oferecem temperaturas equivalentes de ruído muito baixas, por dois motivos principais: primeiro, os lóbulos laterais (*transbordamento*) do iluminador estão voltados para o espaço e não para a terra, como ocorre nas antenas apresentadas anteriormente; o segundo motivo está ligado à diretividade do alimentador que é muito maior, resultando em lóbulos laterais muito menores.

O alto valor da distância focal equivalente à f_e permite o uso de alimentadores direcionais. Desta forma as distâncias f_d e f_a podem ser reduzidas atenuando consideravelmente os lóbulos laterais.

A desvantagem da antena *casegrain* está relacionada aos efeitos gerados pela obstrução do refletor auxiliar. Esta obstrução causa uma pequena redução de ganho e de largura de feixe e um significativo aumento dos lóbulos laterais.

Estes efeitos são desprezíveis para pequenos valores da fração (d_h/D). Para antenas de médio porte os efeitos do refletor auxiliar podem ser administrados, se as dimensões envolvidas na construção das antenas seguirem as relações apresentadas nas equações 2.1 e 2.2⁹.

$$\frac{f_a}{f_d} = \frac{d_a}{d_h} \quad (2.1)$$

$$d_a = \sqrt{\left(\frac{2f_d\lambda}{\eta_a}\right)} \quad (2.2)$$

onde f_a é a distância entre o alimentador e o foco do refletor principal (A-B), f_d é a distância do ponto focal do refletor parabólico principal, f_e é a distância focal equivalente do refletor principal, d_a é o diâmetro da flange do alimentador, d_h é o diâmetro do refletor hiperbólico auxiliar, D é o diâmetro do refletor parabólico principal e η_a é a eficiência do alimentador.

2.3.4. Antena Gregoriana

A construção da antena *gregoriana* é baseada na configuração do telescópio gregoriano, que possui um refletor principal com aspecto parabólico e um refletor auxiliar elíptico. A forma de operação é idêntica à da antena *casegrain*, como pode ser visualizado na Figura 2.11³.

Nas antenas de grande porte para aplicações comerciais, a escolha da configuração *casegrain* ou *gregoriana* ocorre muito em função do fabricante escolhido, pois são os mesmos que optam por uma ou outra configuração nos seus processos de fabricação, dado que estas antenas apresentam desempenhos equivalentes.

Tanto para as antenas *casegrain* como para as antenas *gregorianas*, pode-se utilizar a técnica de construção *offset*, no intuito de eliminar os problemas causados pelo refletor auxiliar.

Normalmente, os fabricantes oferecem a eficiência total da estrutura, mas nunca os fatores de perda de cada um dos elementos que a compõem. A tabela 2.1, extraída do artigo de N. Lockett, demonstra as eficiências de uma antena *casegrain* de

grande porte. Os valores teóricos confirmaram o desempenho obtido de cada um dos componentes testados e medidos¹².

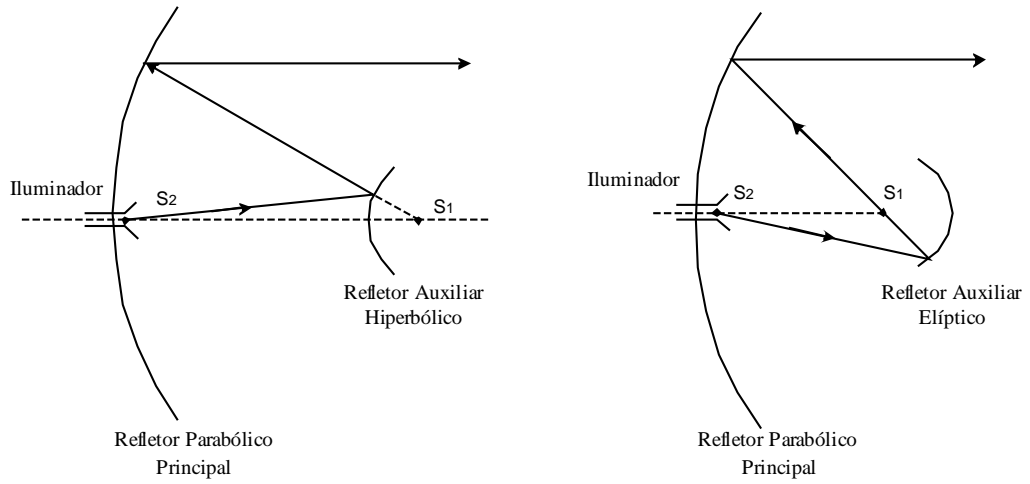


Figura 2.11. Antenas casegrain e gregoriana.

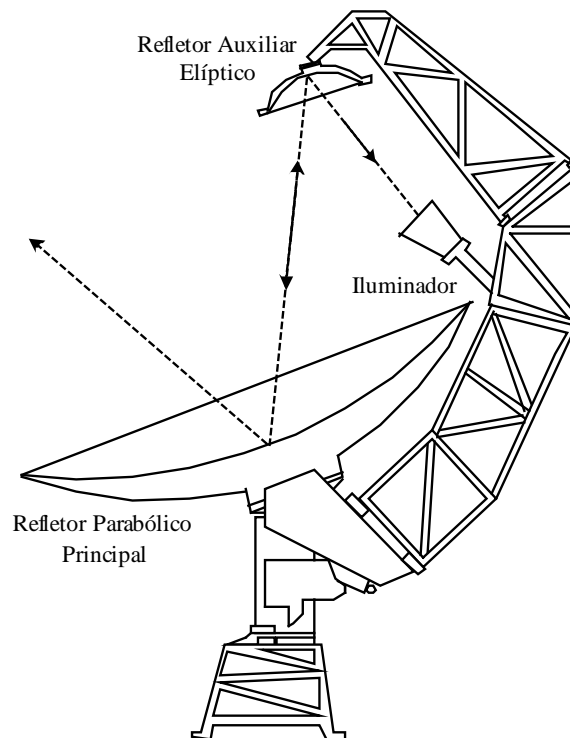


Figura 2.12. Antena gregoriana com montagem offset.

Tabela 2.1. Eficiências parciais e total de antena casegrain.

Fator de Eficiência	Símbolo	Perda (%)	Perda (dB)	Eficiência (%)
Alimentador	η_a	1,34	0,059	98,66
Refletor hiperbólico auxiliar ¹	η_h	11,73	0,542	88,27
Refletor parabólico principal ¹	η_p	4,00	0,177	96,00
Perdas por obstrução do refletor auxiliar	η_{oh}	7,40	0,334	92,60
Erros de Fase e erros de superfície	η_{efs}	7,56	0,340	92,44
Erros de Polarização	η_{ep}	1,15	0,050	98,85
Eficiência Total	η	-	-	70,74
Perda Total	-	-	1,502	-

Embora não sejam usuais, existem várias outras formas de implementação das antenas *casegrain* e *gregoriana*, utilizando refletores côncavos, convexos e planos, como apresentado na Figura 2.13¹¹.

2.3.5. Parâmetros elétricos das antenas

A análise elétrica das antenas permite a identificação de diversos parâmetros, dependendo da forma com que se realiza a abordagem. No entanto, a intenção deste trabalho é apresentar os principais pontos que fazem parte do dimensionamento de um enlace via satélite.

2.3.5.1. Polarização

A polarização da antena é descrita como sendo a orientação com que se apresenta o campo elétrico da onda irradiada. A polarização da antena é determinada na direção de máxima irradiação, ou na direção do chamado lóbulo principal.

¹ A eficiência dos refletores auxiliar e principal está intimamente ligada à intensidade de irradiação nos lóbulos laterais. Quanto menor a eficiência de ambos, maior a incidência de lóbulos laterais.

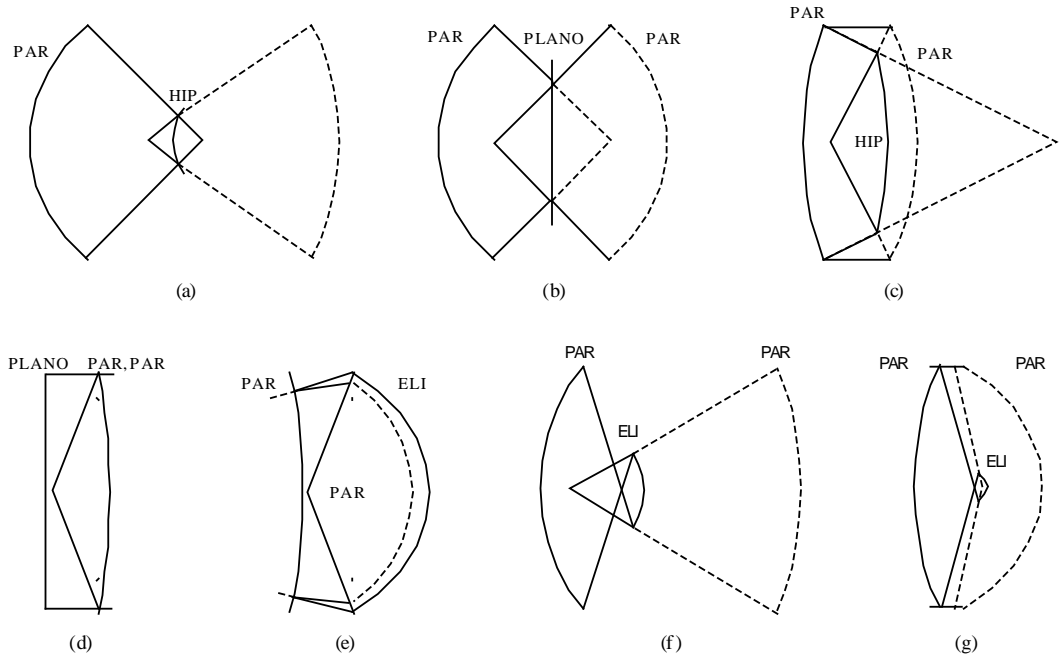


Figura 2.13. Diferentes formas para estruturas casegrain e gregoriana empregando refletores Elípticos (ELI), Parabólicos (PAR), Hiperbólicos (HIP) e Planos.

Como o campo elétrico da onda é composto por componentes ortogonais, o mesmo pode ser representado através da equação (2.3)

$$\vec{E} = E_{\theta} \cos \omega t \cdot \hat{a}_{\theta} + E_{\phi} \cos(\omega t + \alpha) \cdot \hat{a}_{\phi} \quad (2.3)$$

onde \vec{E} é o vetor campo elétrico, \hat{a}_{θ} e \hat{a}_{ϕ} são os vetores unitários e ortogonais, E_{θ} e E_{ϕ} são amplitudes das componentes do campo no domínio da frequência e α é a defasagem no tempo entre estas duas componentes.

Analisando a equação, verifica-se que a polarização é linear, se $\alpha = 0$ ou $\alpha = \pi$. No entanto, se $\alpha = \frac{\pi}{2}$ ou $\alpha = \frac{3\pi}{2}$ a polarização é circular, com sentido de giro anti-horário e horário, respectivamente. As condições intermediárias geram a polarização elíptica, com sentido anti-horário para $\alpha < \pi$ e sentido horário para $\alpha > \pi$ ¹³.

Esta característica permite que, em comunicação via satélite, exista a reutilização de frequência, ou seja, a utilização de dois sinais de mesma frequência, mas operando com polarizações opostas em uma mesma antena tanto para transmissão como para recepção. Com isso, uma mesma banda em microondas pode ter sua quantidade

de canais duplicada. A Figura 2.14 apresenta a disposição típica de canais para satélites.

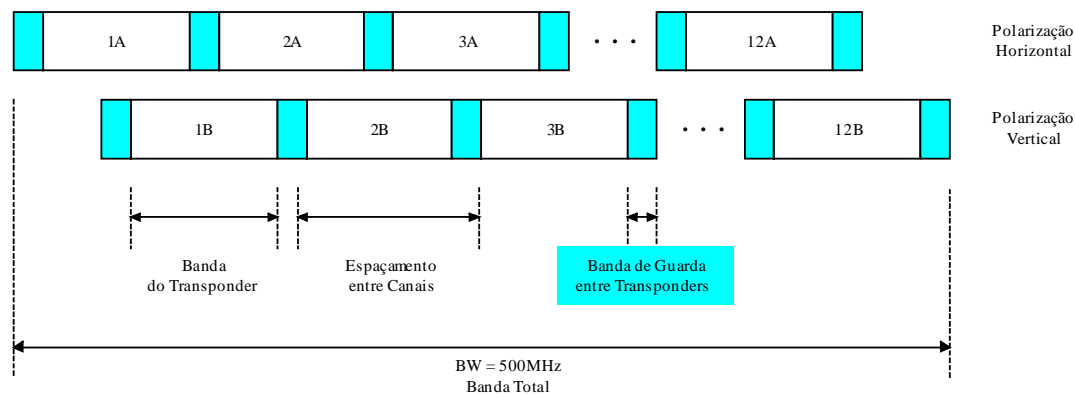


Figura 2.14. *Disposição típica dos canais oferecidos pelos satélites de comunicação geoestacionária.*

A discriminação de polarização é a diferença de nível entre o sinal recebido com polarização definida pela onda e a polarização ortogonal a da onda^{II}. Teoricamente, esta relação deve tender a valor infinito, mas, na prática, o seu valor é mensurável e deve atingir grandezas que poderão variar entre 30dB e 45dB.

Nos enlaces via satélite, recomenda-se que a discriminação entre polarizações seja superior à relação portadora ruído nominal do enlace, para que os canais de uma polarização não interfiram na outra.

Quando a onda eletromagnética se propaga na atmosfera, ocorre uma alteração na posição espacial do vetor campo elétrico, fazendo com que a polarização da onda se altere. Para solucionar este problema, os primeiros satélites foram concebidos com polarizações circulares, para que esta condição externa não afetasse o desempenho do sistema.

Com a experiência adquirida ao longo dos anos, percebeu-se que a rotação de fase existe e é praticamente constante ao longo do tempo, podendo sofrer pequenas

^{II} Para polarização circular a discriminação de polarização é medida em função do sentido de giro do vetor campo elétrico em função do tempo, podendo ser polarização circular horária ou anti-horária.

alterações de uma região para outra, mas mantendo-se praticamente inalterada para uma dada região.

Por este motivo, atualmente, os novos satélites operam com polarização linear, pois a polarização circular oferece como desvantagem a perda de, aproximadamente, 6dB no processo de recepção do sinal. Esta atenuação ocorre pela utilização de polarizadores construídos com materiais anisotrópicos, que convertem as polarizações circulares à direita e à esquerda em polarizações lineares vertical e horizontal, respectivamente.

2.3.5.2. Diagrama de radiação

A intensidade de sinal radiada pelas antenas em cada direção, varia de acordo com a estrutura física das mesmas. Na maioria dos casos, os projetos de antenas ou de redes de antenas são realizados para que um determinado diagrama de irradiação seja atendido.

De forma generalizada, a intensidade do campo medido, varia em função da distância e da concepção do protótipo, o que permite o uso da equação (2.4)

$$\left| \vec{E} \right| = \frac{E_0}{r} f(\theta, \phi) \quad (2.4)$$

onde E_0 é a intensidade do campo na origem do sistema; r é a distância radial, do ponto onde está sendo realizada a medida à origem e $f(\theta, \phi)$ estabelece a função de radiação do protótipo singular.

Neste modelo de representação do campo elétrico, conclui-se que, para uma determinada esfera de raio r , a forma da distribuição do campo sobre a esfera será dada pelo fator $f(\theta, \phi)$ que descreve o diagrama de radiação.

Respeitando-se a condição de campo distante, pode-se afirmar que a forma do diagrama de radiação será sempre a mesma, independentemente da distância utilizada para se fazer a medição. Por este motivo, trabalha-se de forma normalizada, de modo a fazer com que o máximo valor radiado seja representado por 1 e os demais valores oferecidos de forma proporcional em escala linear ou logarítmica. O diagrama de radiação pode ser representado na forma tridimensional, ou por planos vertical

e horizontal com uso de coordenadas retangulares ou polares. A Figura 2.15 demonstra o diagrama de radiação de uma antena com refletor parabólico, em notação retangular e polar.

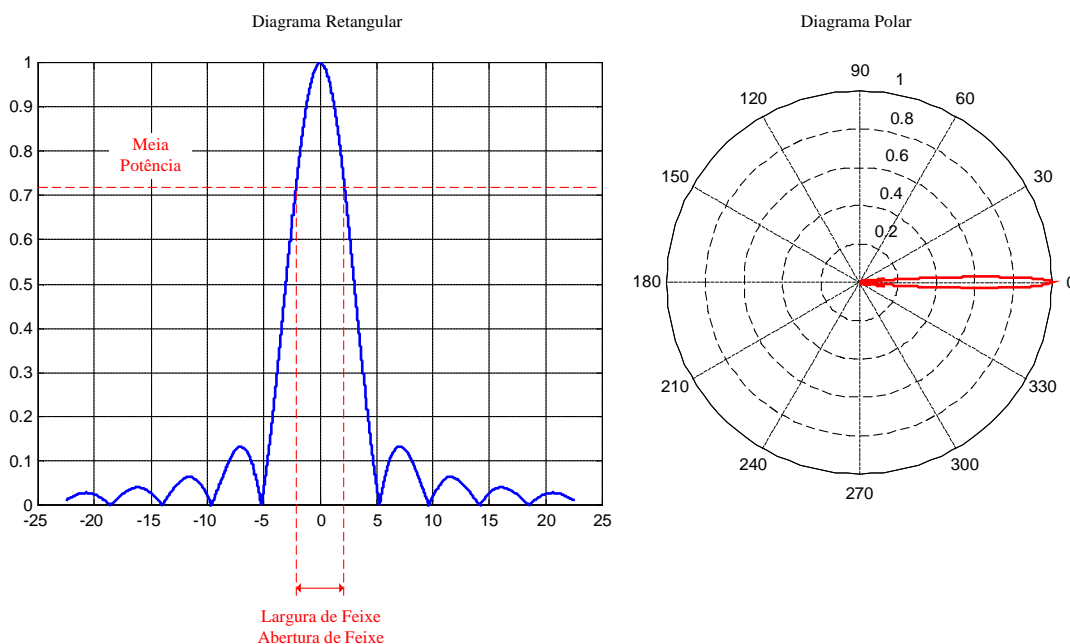


Figura 2.15. Diagrama de irradiação de uma antena de microondas com refletor parabólico.

No diagrama de radiação da Figura 2.15, pode-se verificar a presença dos lóbulos laterais e a abertura de feixe definida como sendo a distância em graus entre os pontos de meia potência, tomando como referência o valor radiado na direção de máximo.

2.3.5.3. Diretividade e Ganho

A diretividade de uma antena pode ser traduzida como sendo a capacidade que a mesma possui em concentrar sinal em uma determinada direção, segundo um ângulo sólido limitado. Quanto menor este ângulo, maior é a diretividade¹³.

Devido à reciprocidade oferecida pelas antenas, a diretividade também pode ser definida como sendo a maior capacidade de recepção do sinal em uma determinada direção.

Analicamente, a diretividade pode ser traduzida como a razão entre a densidade de potência em uma determinada direção da antena sob estudo pela densidade

de potência da antena de referência que, na maior parte dos casos, é a antena isotrópica

$$D(\theta_0, \phi_0) = \frac{S(\theta_0, \phi_0)}{P/4\pi r^2} \quad (2.5)$$

onde $D(\theta_0, \phi_0)$ é a diretividade para um determinado ângulo sólido, $S(\theta_0, \phi_0)$ é a densidade de potência na direção (θ_0, ϕ_0) , $\frac{P}{4\pi r^2}$ é a densidade de potência a uma distância r de uma antena isotrópica.

Quando as antenas são muito diretivas, o cálculo da diretividade é bastante simplificado, pois pode ser aproximado levando-se em consideração o ângulo sólido obtido pela região contemplada entre os pontos de queda de 3dB (Abertura de Feixe) nos planos ortogonais θ e ϕ .

Em condições reais, nem toda potência que alimenta a antena é realmente radiada. Portanto, criou-se o conceito de ganho de potência onde são consideradas as perdas, através da eficiência como demonstrado na equação (2.7).

Para as antenas com refletor parabólico a diretividade e o ganho podem ser calculados em função da frequência de operação e do diâmetro do refletor principal, como apresentado nas equações (2.6) e (2.7)^{11,13,14}.

$$D = \left(\frac{\pi \cdot d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.6)$$

$$G = \eta \cdot D \Rightarrow G = \beta \cdot \left(\frac{\pi \cdot d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.7)$$

onde β é a eficiência global, dada por $\beta = K \cdot \gamma$, sendo K a eficiência de radiação e γ a eficiência de abertura.

Na recepção do sinal trabalha-se com o conceito de área efetiva, que também pode ser utilizada para cálculo da diretividade e ganho, e vice versa. A área efetiva para antenas com refletores parabólicos pode ser obtida através da equação (2.8)

$$A_{EFETIVA} = \gamma \cdot \frac{\pi}{4} \cdot d^2 \quad (2.8)$$

No dimensionamento de enlaces via satélite, é importante saber a variação de ganho em direções distintas daquela de valor máximo, pois, através deste dado, é possível calcular as perdas por apontamento e as possíveis interferências.

Para cálculo da largura de feixe de 3dB em graus, são utilizadas as equações (2.9) e (2.10), para iluminações uniformes e não uniformes, respectivamente¹. Estas equações foram testadas neste trabalho, através de comparações com dados medidos e divulgados por diferentes fabricantes de antenas, resultando em valores muito próximos, validando o seu uso^{4,5,6,7,8} (Apêndice B).

$$\theta_{3dB} = 58,5 \cdot \left(\frac{\lambda}{D} \right) \quad (2.9)$$

$$\theta_{3dB} = 70 \cdot \left(\frac{\lambda}{D} \right) \quad (2.10)$$

O ganho de uma antena para uma dada direção θ com relação ao ponto de máximo, pode ser calculado em função da direção desejada θ , da abertura de feixe θ_{3dB} e do valor de ganho máximo G , como apresentado na equação (2.11)^{III}.

$$G(\theta)_{dB} = G - 12 \left(\frac{\theta}{\theta_{3dB}} \right)^2 \quad (2.11)$$

Trabalhando com as equações (2.7), (2.9) e (2.10) pode-se obter os resultados apresentados pelas equações (2.12) e (2.14) para as antenas com iluminação uniforme e (2.13) e (2.15) para antenas com iluminação não uniforme.

$$G = \eta \left(\frac{58,5\pi}{\theta_{3dB}} \right)^2 \quad (2.12)$$

$$G = \eta \left(\frac{70\pi}{\theta_{3dB}} \right)^2 \quad (2.13)$$

$$\theta_{3dB} = 58,5\pi \sqrt{\frac{\eta}{G}} \quad (2.14)$$

^{III} Esta equação é válida somente para ângulos pequenos ($0 \leq \theta \leq \frac{\theta_{3dB}}{2}$).

$$\theta_{3dB} = 70\pi \sqrt{\frac{\eta}{G}} \quad (2.15)$$

2.3.5.4. Temperatura de Ruído

Em comunicação via satélite os níveis envolvidos na recepção de sinais são muito baixos, exigindo que a temperatura de ruído das antenas seja bem reduzida, para que um bom desempenho do sistema seja alcançado.

No caso das antenas com refletores parabólicos, a temperatura de ruído é afetada pelos lóbulos secundários do diagrama de radiação e pelo ângulo de elevação da antena, com relação à superfície terrestre^{IV}. Outros fatores ligados ao ambiente em que está instalada a antena podem influenciar nesta grandeza. De forma generalizada, a temperatura da antena pode ser traduzida, matematicamente, pela equação (2.16).

$$T_A = \left(\frac{1}{4\pi} \right) \iint T_b(\theta, \phi) G(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta \, d\phi \quad (2.16)$$

onde T_A é a temperatura equivalente da antena (K); $T_b(\theta, \phi)$ a temperatura de brilho de radiação do corpo localizado na direção (θ, ϕ) em que a antena oferece ganho $G(\theta, \phi)$.

Este dado é oferecido pelos fabricantes através de tabelas ou curvas. A Figura (2.16) apresenta o comportamento da antena de 4,9m da Andrew Corporation operando em banda C⁴.

Existe a influência do sol que se traduz, de maneira mais expressiva, em comunicação via satélite, na ocorrência de eclipses. Estes eventos são previstos e amplamente divulgados pelos operadores de satélite, pois geram grandes degenerações na qualidade da transmissão, em pequenos intervalos de tempo. Nesta condição, a temperatura de ruído das antenas aumenta consideravelmente, pois o lóbulo principal fica alinhado com o satélite e o sol, fazendo com que o nível de ruído supere aquele do sinal em vários momentos.

^{IV} O Anexo I, aborda o apontamento da antena da estação terrena para satélites geoestacionários.

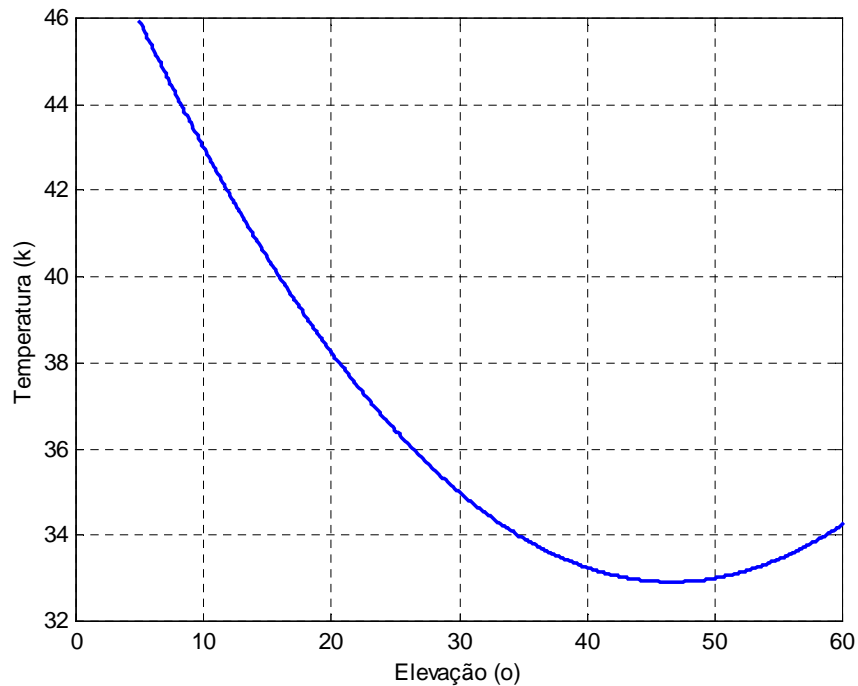


Figura 2.16. Temperatura equivalente de ruído da antena em função do ângulo de elevação.

2.3.5.5. Banda de operação e impedância

Para antenas utilizadas em comunicação via satélite a banda de operação pode ser influenciada pelo tipo de refletor e pelo alimentador. Quando o refletor parabólico é maciço e com baixa rugosidade, a banda pode ser alterada apenas com a mudança do alimentador. O mesmo não ocorre com os refletores construídos com tela. Neste caso, à medida que a frequência aumenta agravam-se os problemas com rugosidade e tamanho do furo de tela, não permitindo a migração de uma banda mais baixa para outra mais alta, na maioria dos casos.

A impedância da antena será definida em função do iluminador e, normalmente, sua leitura é realizada através dos parâmetros $VSWR$, Γ e da perda por retorno. A Tabela 2.2 apresenta os parâmetros mais importantes da antena de $3,7m$ com uso de dois refletores nas bandas C , X , Ku e K .

Tabela 2.2. Especificações elétricas da antena de 3,7 metros da Andrew Co.

			Recepção	Transmissão
Freqüência de Operação		C	3,40 - 4,20 GHz	5,850 - 6,725 GHz
		X	7,25 - 7,75 GHz	7,90 - 8,40 GHz
		Ku	10,70 - 13,25 GHz	13,75 - 14,80 GHz
		K	10,70 - 13,25 GHz	17,30 - 18,40 GHz
Ganho			3,400 GHz - 41,0 dB	5,850 GHz - 45,9 dB
			3,625 GHz - 41,6 dB	6,175 GHz - 46,4 dB
			4,000 GHz - 42,7 dB	6,425 GHz - 46,6 dB
			4,200 GHz - 43,1 dB	6,725 GHz - 46,9 dB
			7,250 GHz - 47,7 dB	7,900 GHz - 48,2 dB
			7,500 GHz - 47,9 dB	8,150 GHz - 48,4 dB
			7,750 GHz - 48,1 dB	8,400 GHz - 48,6 dB
			10,700 GHz - 50,6 dB	13,75 GHz - 52,5 dB
			10,950 GHz - 50,8 dB	14,00 GHz - 52,7 dB
			11,950 GHz - 51,6 dB	14,25 GHz - 52,8 dB
			12,750 GHz - 52,1 dB	14,50 GHz - 53,0 dB
			-	14,80 GHz - 53,2 dB
			-	17,30 GHz - 54,8 dB
	-	18,40 GHz - 55,2 dB		
Largura de Feixe	3 dB	C	1,20°	0,80°
		X	0,42°	0,36°
		Ku e K	0,65°	0,42°
	15 dB	C	2,0°	1,40°
		X	0,85°	0,69°
		Ku	1,19°	1,09°
		K	0,85°	0,60°
	Temperatura de Ruído da Antena	10°	C	43 K
X			48 K	-
Ku e K			52 K	-
50°		C	52 K	-
		X	39 K	-
		Ku e K	37 K	-

2.4. Modulação e demodulação

Em sistemas de comunicação via satélite existe uma grande necessidade de se trabalhar com a máxima eficiência na retransmissão de sinais. Por este motivo, os sistemas de amplificação operam nas regiões de saturação, oferecendo distorções que limitam a utilização de modulações com variação de amplitude. Dentro desta condição, as modulações normalmente utilizadas em comunicação via satélite são as que se baseiam em variações de frequência e fase.

2.4.1. Modulação FM em sistemas analógicos

Nos sistemas analógicos utiliza-se a modulação *FM*, principalmente para emisoras de rádio difusão sonora e televisiva.

O modulador de *FM* não trabalha apenas com a modulação propriamente, mas também com processamento do sinal modulante que garante um bom desempenho de todo o processo. As Figuras 2.17 e 2.18, apresentam o diagrama em blocos do modulador e do demodulador, respectivamente.

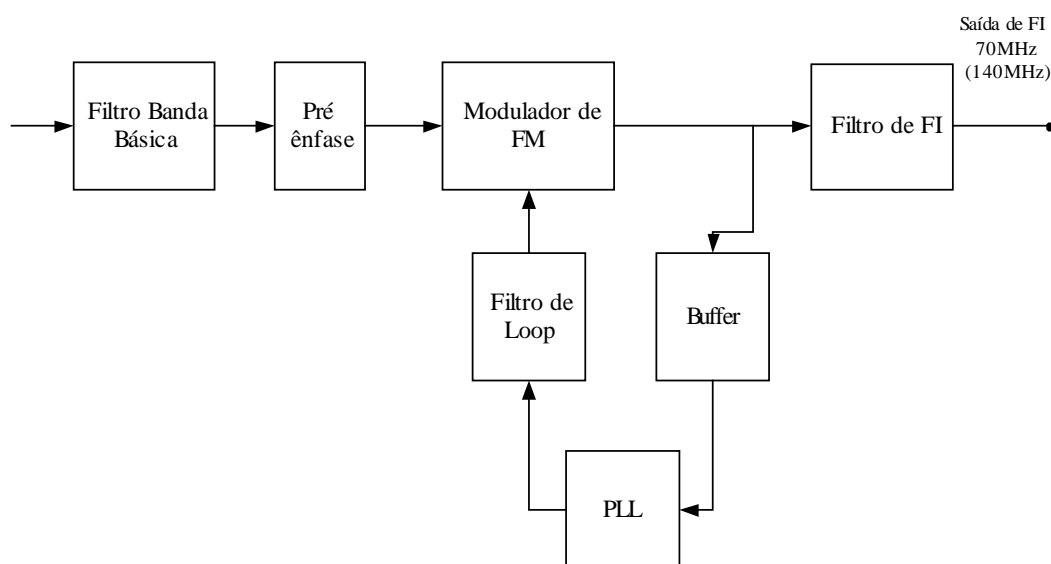


Figura 2.17. Diagrama em blocos de um modulador FM

Nota-se no modulador de *FM* a utilização de um circuito de pré-ênfase. O uso deste circuito se deve ao fato de que, no processo de demodulação, a amplitude do

ruído dentro da banda do sinal demodulado aumenta em função do aumento de frequência.

No processo de modulação, aumenta-se a amplitude dos sinais de frequências mais elevadas antes do modulador, para fazer com que a relação C/N se mantenha constante para todas as componentes da banda básica.

Este reforço de ganho nas componentes mais elevadas em frequência é realizado através de um circuito RC diferenciador, com constante de tempo τ , que varia de acordo com as normas de cada país. O comportamento do circuito de pré-ênfase, pode ser visualizado na Figura 2.19.

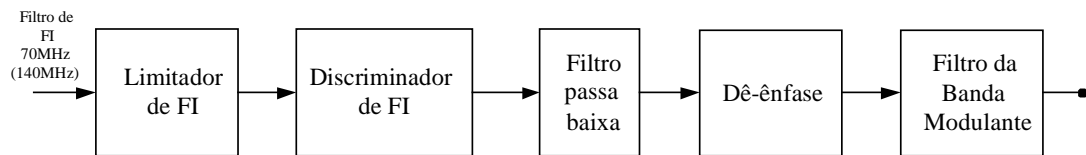


Figura 2.18. Diagrama em blocos de um demodulador FM.

Na demodulação é instalado o circuito de dê-ênfase que oferece comportamento contrário e permite a reprodução do sinal de banda base (*sinal modulante*) sem nenhum tipo de distorção. A Figura 2.19 apresenta esta condição.

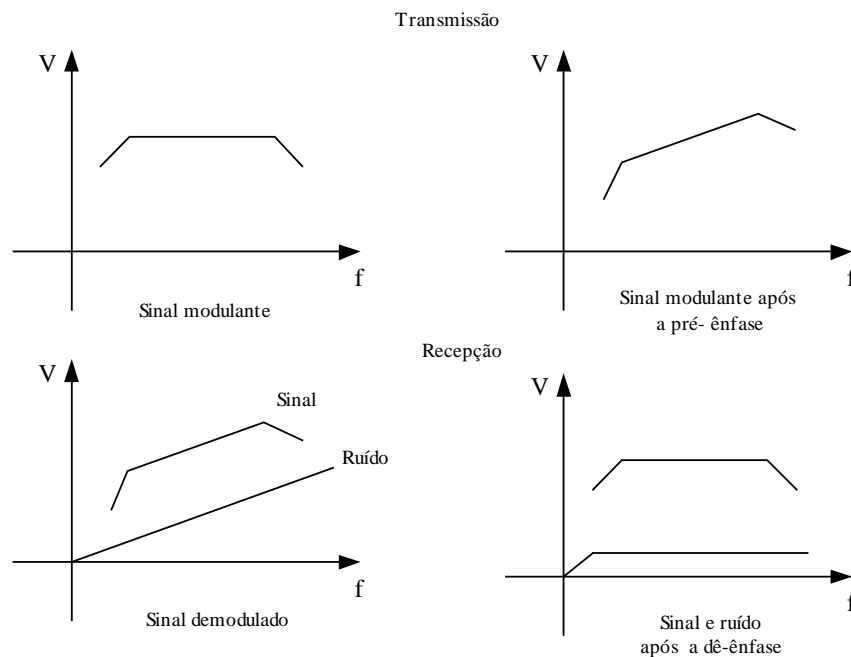


Figura 2.19. Pré-ênfase e dê-ênfase empregadas na modulação e na demodulação de FM, respectivamente.

O modulador de *FM* é um oscilador controlado por tensão (*VCO*), que altera a frequência do sinal de saída em função do sinal modulante de entrada. Este oscilador é controlado por um sistema *PLL* (*Phase Lock Loop*) que garante a estabilidade da frequência, sem prejudicar o processo de modulação.

No estágio do demodulador são utilizados dois circuitos no processo de demodulação da portadora *FM*. Inicialmente, o sinal de *FI* passa por um circuito limitador, que retira a modulação em amplitude do sinal, permitindo que apenas a componente de modulação em fase do ruído chegue ao discriminador. O limitador também inibe a interferência por ruído impulsivo.

O discriminador utilizado em *FM* é construído por um filtro de curva S, que responde com variação linear e inclinada dentro da banda do canal de *FI*, fazendo com que em sua saída tenhamos a variação de frequência traduzida em variação de amplitude. Este sinal com variação de amplitude proporcional à variação de frequência, irá conter, na envoltória, a informação do sinal modulante. Dentro desta condição, o sinal é então aplicado a um detetor de envoltório que oferece, em sua saída, o sinal de banda básica.

Tanto na modulação quanto na demodulação são utilizados filtros que possibilitem a limitação de banda, o que permite reduzir o nível de ruído no caso dos filtros de *FI*, e ou eliminar sinais indesejados, como é a função dos filtros de banda base.

Maiores detalhes da modulação *FM* utilizada em comunicação via satélite, podem ser vistas no Anexo II.

2.4.2. Modulações digitais.

Os sistemas digitais estão, na grande maioria das aplicações, em comunicações via satélite, substituindo, a cada dia, os sistemas analógicos ainda existentes. As modulações digitais mais empregadas em comunicação via satélite são as modulações em fase e frequência. Por este motivo, podemos destacar as modulações *PSK* (*Phase Shift Key*) e *FSK* (*Frequency Shift Key*), como sendo as mais comuns, embora já se encontre no mercado alguns sistemas utilizando modulações *QAM* (*Quadrature Amplitude Modulation*), ou mais precisamente, a modulação *16QAM*.

No caso das modulações *QAM* existem restrições devido às distorções causadas pela falta de linearidade dos satélites, o que obriga a utilização de sistemas de pré-correção. As modulações digitais mais comuns em comunicação via satélite estão abordadas de forma mais detalhada no Anexo II.

Nos sistemas digitais é comum a utilização de códigos para correção de erro, pois possibilitam uma melhoria significativa no desempenho do sistema. As técnicas de correção de erro trabalham com a adição de informação no feixe de dados, fazendo com que a mensagem possa ser recuperada mesmo na ocorrência de erros. No entanto, a correção de erro aumenta a taxa de transmissão, que provoca o consequente aumento da banda de transmissão, ocupando uma largura maior da faixa de canal.

Um parâmetro que pode ajudar na análise do impacto da correção de erro na ocupação de banda é o *FEC* (*Forward Error Correction*). Em uma seqüência de bits transmitidos, existe uma quantidade referente a dados e uma outra que corresponde ao código de correção. A relação entre o número de bits de dados de uma seqüência pelo número total de bits da mesma seqüência, define o *FEC*.

Como exemplo, pode-se levar em consideração um determinado sistema que permite a operação com dois valores diferentes de *FEC*, sendo estes iguais a $1/2$ e $7/8$. Na primeira condição, para cada dois bits transmitidos, um é o de dados e o outro é de correção. Desta forma, podemos concluir que a taxa de transmissão dobrará. Na segunda condição, para cada oito bits transmitidos, sete destes serão de dados e apenas um de correção, o que proporciona um aumento de banda de apenas 14,3%.

Com o *FEC* igual a $1/2$ o desempenho do sistema será muito bom, pois os erros serão corrigidos numa proporção muito maior do que na operação com *FEC* igual a $7/8$. No entanto, a largura de faixa será muito maior com *FEC* igual a $1/2$. A decisão de qual caminho seguir dependerá da análise técnica e econômica realizada pelo projetista.

Atualmente, existe uma grande variedade de códigos para correção de erro, tornando algumas soluções proprietárias. No entanto, os códigos mais comuns em comunicação via satélite, são o *Viterbi* e *Reed Solomon*.

As codificações se dividem em codificação interna e codificação externa. Na Figura 2.20, pode-se visualizar as estruturas de modulação e demodulação digital, com as codificações interna e externa.

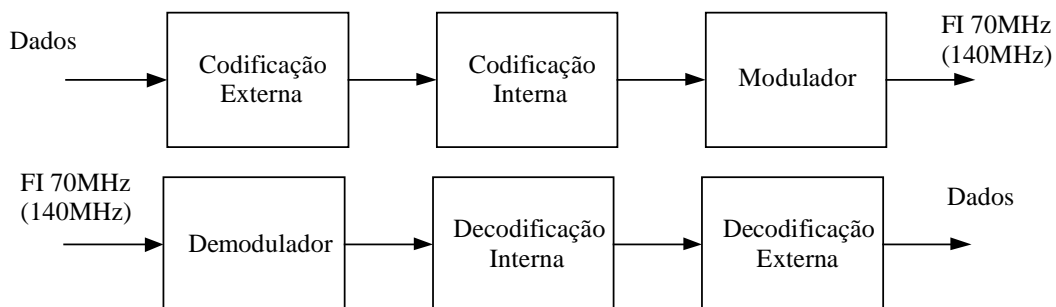


Figura 2.20. Estrutura básica do processo de modulação e demodulação em comunicação digital

2.5. Equipamentos de transmissão

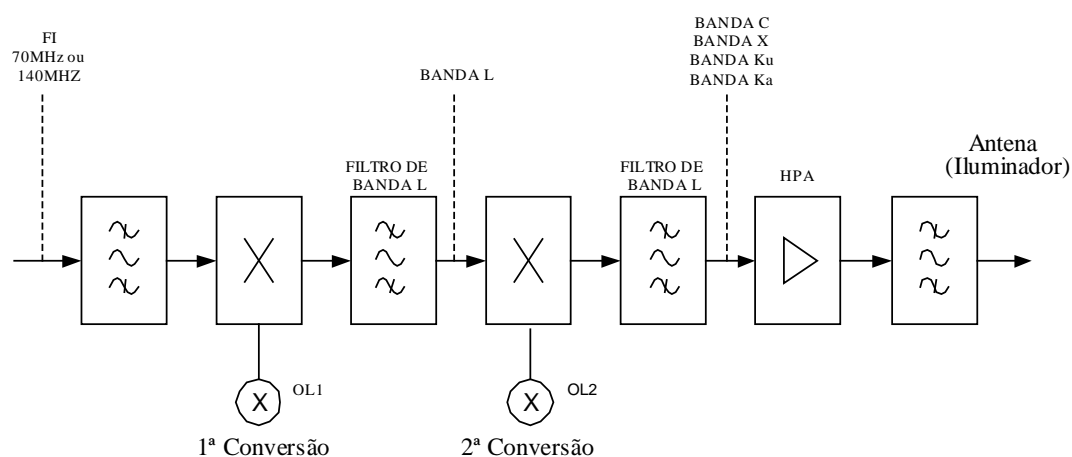


Figura 2.21. Equipamentos de transmissão via satélite

Os equipamentos de transmissão possuem uma função contrária à condição apresentada na recepção. Ao invés de trabalhar com amplificadores de baixo ruído, trabalham com amplificadores de alta potência e a conversão de frequência é realizada exatamente no sentido inverso. Da mesma forma que a estrutura de recepção a conversão de frequência é realizada, na maioria dos casos, com duas mixagens, sem inversão do espectro de frequência, como apresentado na Figura 2.21.

O equipamento de conversão de frequência utilizado na transmissão é chamado de *up-converter*. Na Tabela 2.2, estão apresentados os principais parâmetros abordados para este tipo de equipamento.

Tabela 2.2. *Dados do Up-converter; Modelo: SFC-6400A da Radyne ComStream Co.*

Frequência de Saída (Dupla Conversão)	5,845 - 6,425 GHz
Frequência de Entrada	70 MHz ± 18MHz 140 MHz ± 36 MHz
Ponto de Compressão de 1dB de Saída	+15 dBm
Ponto de Compressão de 1dB de Entrada	+10 dBm
Nível Nominal de Entrada	+5 dBm
Ponto de Interseção de terceira Ordem - IP3	+27 dBm @ -44 dBc IMD (Dois Tons)
Ganho	30 dB
Emissão de Espúrios	-80 dBm (Oscilador Local) -60 dBc (Dentro da Banda)
Ruído de fase	-50dBc/Hz @ 10Hz -70dBc/Hz @ 100Hz -80dBc/Hz @ 1KHz -88dBc/Hz @ 10KHz -95dBc/Hz @ 100KHz -110dBc/Hz @ 1MHz

Para o amplificador de alta potência, denominado *HPA*, as principais informações estão ligadas à máxima potência de operação, aos níveis de entrada e saída e à linearidade do equipamento. Na Tabela 2.3, pode-se verificar os dados de especificação de um *HPA*.

Muitos dos fabricantes destes equipamentos apresentam ao mercado uma solução completa, envolvendo tanto a parte de conversão, como a parte de amplificação. No entanto, não existe uma padronização na forma de construção de tais protótipos. Existem casos onde os fabricantes fornecem equipamentos de conversão de *FI* para banda *L* e conversores acompanhados de amplificadores que possuem entrada em banda *L* e saída em uma das bandas destinadas aos enlaces de comunicação via satélite e na potência nominal de trabalho¹⁰.

Tabela 2.3. Dados do HPA VZC-6962E2 CPI - Communications & Power Industries Co.

Frequência	5,850 - 6,650 GHz
Largura de Faixa	800 MHz
Potência de Saída	175 W
Ganho	73 dB
Ajuste de Potência	0 - 25 dB
VSWR de Entrada	1,3:1 (Máximo)
VSWR de Saída	1,3:1 (Máximo)
Máximo VSWR para Carga	2,0:1
Produtos Harmônicos de Saída	-60 dBc (1º e 2º Harmônicos)
Espúrios e Ruídos	< -130 dBw / 4 KHz (3,4 - 4,2 GHz) < -65 dBw / 4 KHz (4,2 - 12,0 GHz) < -110 dBw / 4 KHz (12,0 - 40,0 GHz)
Figura de Ruído	10 dB (Máximo)
Conector de Entrada	N Fêmea
Conector de Saída	CPR 137

2.6. Equipamentos de recepção

Na recepção de sinais via satélite podemos empregar um único diagrama básico, em blocos, para representar toda a estrutura. No entanto, dependendo do tipo de serviço a disposição dos mesmos se altera, dando origem a diferentes estruturas e, conseqüentemente, ganhando outros nomes.

Através da Figura 2.22, pode-se notar que a recepção do sinal consiste na amplificação e conversão do sinal de microondas para faixa de *FI* em 70MHz (140MHz). Quando o sistema é voltado para comunicação de dados, utiliza-se um *LNA* que apenas amplifica o sinal com temperatura equivalente de ruído muito baixa. O sinal, na saída do *LNA*, é aplicado a um conversor de frequência (*down converter*) que, geralmente, realiza dupla conversão para conseguir transladar o sinal da faixa de microondas para faixa de *FI*. O sinal, na saída de *FI*, é então disponibilizado ao receptor que funcionará como um demodulador.

Quando a recepção de sinais é realizada para canais de vídeo e áudio, a arquitetura eletrônica da Figura 2.22 se altera. Ao invés de utilizar o componente *LNA*, emprega-se outro componente denominado *LNB*, que é constituído de duas partes,

sendo a primeira um amplificador de baixo ruído e a segunda um conversor de microondas para banda *L*. O sinal em banda *L* é, então, encaminhado ao receptor de sinais via satélite, que possui, internamente, o segundo conversor do sistema, que realizará a conversão de banda *L* para faixa de *FI*.

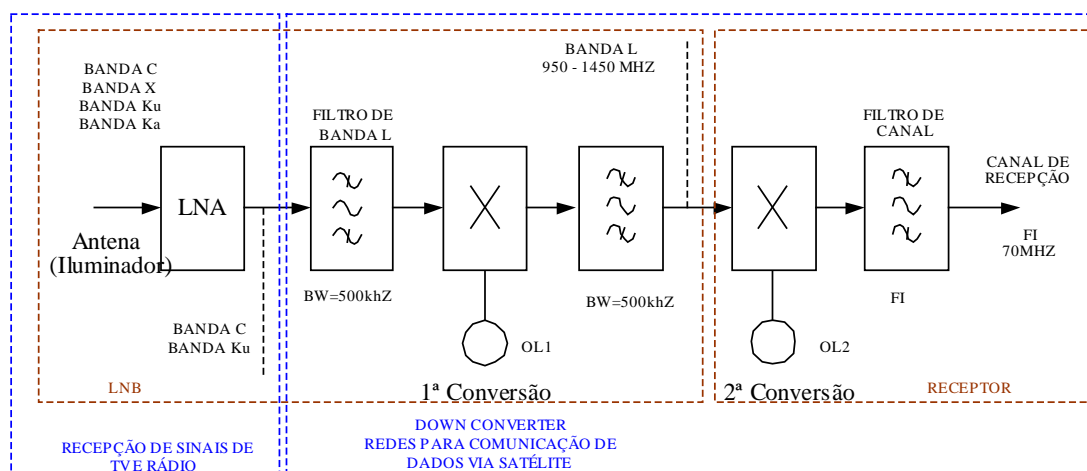


Figura 2.22. Equipamentos de recepção via satélite.

As especificações do *LNA* e do *LNB* são realizadas através de vários parâmetros, tendo como principais: faixa de frequência de entrada, faixa de frequência de saída, ganho, temperatura de ruído e ruído de fase.

Tabela 2.4. Dados do *LNA*

Modelo: RF-3000

Fabricante: Paradise Datacom Co.

Frequência de entrada	3,4 a 4,8GHz
Frequência de saída	3,4 a 4,8GHz
Ganho	65dB
Temperatura de Ruído	30 K a 45 K @ 23°C
Ruído de fase	-

Tabela 2.5. Dados do *LNB*

Part Number: 140105-1

Fabricante: California Amplifier

Frequência de entrada	3,4 a 4,2GHz
Frequência de saída	950 a 1750MHz
Ganho	65dB
Temperatura de Ruído	17 K a 20K @ 25°C
Ruído de fase	-73dBc/Hz @ 1KHz -95dBc/Hz @ 10KHz

Nas Tabelas (2.4) e (2.5), são apresentadas as características elétricas dos componentes utilizados amplamente no mercado de comunicação via satélite.

As especificações do *down-converter* também são realizadas através de vários parâmetros, tendo como principais: faixa de frequência de entrada, faixa de frequência de saída, figura de ruído, ganho de conversão e ruído de fase. O ruído de fase é de grande importância em função da qualidade de recepção, principalmente quando se trabalha com modulação digital, onde este pode proporcionar um aumento da taxa de erro.

Tabela 2.6. *Dados do Down Converter ; Modelo: SFC-1275 da Radyne ComStream Co.*

Frequência de entrada	10,95 - 11,70 GHz 12,25 - 12,75 GHz 11,70 - 12,20 GHz
Frequência de saída (Dupla Conversão)	70 MHz ± 18MHz 140 MHz ± 36 MHz
Ganho	40dB
Figura de Ruído	14dB Max.
Ruído de fase	-50dBc/Hz @ 10Hz -60dBc/Hz @ 100Hz -80dBc/Hz @ 1KHz -84dBc/Hz @ 10KHz -94dBc/Hz @ 100KHz -110dBc/Hz @ 1MHz
Sensibilidade	-80dBm @ 40dB de ganho -50dBm @ 10dB de ganho

Referências Bibliográficas

- ¹ Maral, G.; Bousquet, M., *Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology*, 4th Ed.. John Wiley & Sons Inc, 2002.
- ² Marins, Carlos N. M., Silveira, M., *An Efficient Structure for Testing Parabolic Antennas used In Home TV Reception via Satellite*, IEEE APS-URSI 2003, Columbus, Ohio, USA.
- ³ Roddy, Dennis. *Satellite Communications*. 3rd Ed.. Mc Graw-Hill, 2001.
- ⁴ Andrew Corporation; Catalog 38.
- ⁵ JONSA. *Satellite Antennas Simplify Communication*. Disponível em: http://www.jonsa.com.tw/satellite_antennas.htm> Acesso em: 20 de outubro de 2003.
- ⁶ PATRIOT ANTENNA SYSTEMS. *DBS/DTH Offset Antenna Systems*. Disponível em: <http://www.sepatriot.com/vsat.htm>> Acesso em 20 de outubro de 2003.
- ⁷ VISIOSAT. *Metal & SMC DTH Antenna*. Disponível em: http://www.visiosat.com/home/decouvrez_visiosat/15ans.php> Acesso em: 20 de outubro de 2003.
- ⁸ BRASILSAT. *Antenas Offset*. Disponível em: http://www.brasilsat.com.br/produtos/antenas_reflet_passiv/index.htm> Acessado em 20 de outubro de 2003.
- ⁹ Ha, Tri Ti . *Digital Satellite Communications*. Macmillan Publishing Co., 1986.
- ¹⁰ Pratt, Timothy; Bostian, Charles W.; Allnutt, Jeremy E.; *Satellite Communications*. 2nd Ed.. John Wiley & Sons, 2002.
- ¹¹ Balanis, Constantine A., *Antenna theory: analysis and design*. 2nd Ed.. John Wiley & Sons, Inc, 1997.
- ¹² N. Lockett. *The Electrical Performance of the Marconi 90 ft Space Communication Aerials*. Marconi Review, 34, 50-80 (1971).
- ¹³ Esteves, L. Cláudio. *Antenas: teoria e aplicações*. Mac Graw Hill do Brasil, 1980
- ¹⁴ Kraus, John D.. *Antenas*. Tradução: Paulo Antonio Mariotto. Guanabara Dois, Rio de Janeiro 1983.

Capítulo 3

Técnicas de Múltiplo Acesso em Comunicação Via Satélite

3.1. Introdução

Nas comunicações via satélite, os canais oferecidos pelos repetidores orbitais, possuem larguras de banda muito elevadas, podendo variar entre 36MHz e 72MHz , dependendo do tipo de satélite e da banda em que opera. Por trabalhar com bandas tão grandes é muito comum um único *transponder* ser utilizado por diferentes serviços, permitindo a melhor relação custo/benefício na operação.

A primeira forma de acesso empregada por satélite é realizada pela divisão de espaço e polarização. O múltiplo acesso por divisão de espaço *SDMA* (*Space Division Multiple Access*) é também conhecido como múltiplos feixes com re-uso de frequência. Através da Figura 3.1 (a) percebe-se que duas diferentes regiões do globo foram cobertas pela mesma faixa de frequência, pois, na maioria dos casos, o sinal de *up-link* é devidamente processado e convertido para frequência de *down-link*. Através da divisão de sinal entre as antenas cornetas que compõem a estrutura radiante do satélite é possível cobrir duas ou mais regiões, simultaneamente, com a mesma frequência de operação.

Esta divisão espacial faz com que a intensidade de sinal em cada uma das regiões seja mais elevada, pois não são cobertas as áreas sem interesse. Sendo assim, a qualidade de atendimento apresentada pelo satélite é maior¹.

Como já apresentado anteriormente no Capítulo 2, os satélites utilizam o re-uso de frequência para possibilitar o aumento do número de canais e, conseqüentemente, o número de usuários. A Figura 3.1 (b) apresenta uma mesma região coberta por dois feixes diferentes, mas na mesma frequência, sendo um deles radiado na polarização vertical e outro na polarização horizontal. Esta técnica é representada pela sigla *PDMA* (*Polarization Division Multiple Access*), ou, simplesmente, re-uso de frequência com duas polarizações distintas.

Estas duas técnicas podem ser empregadas simultaneamente, fazendo com que, fisicamente, o satélite tenha sua utilização desdobrada para diferentes áreas e usuários.

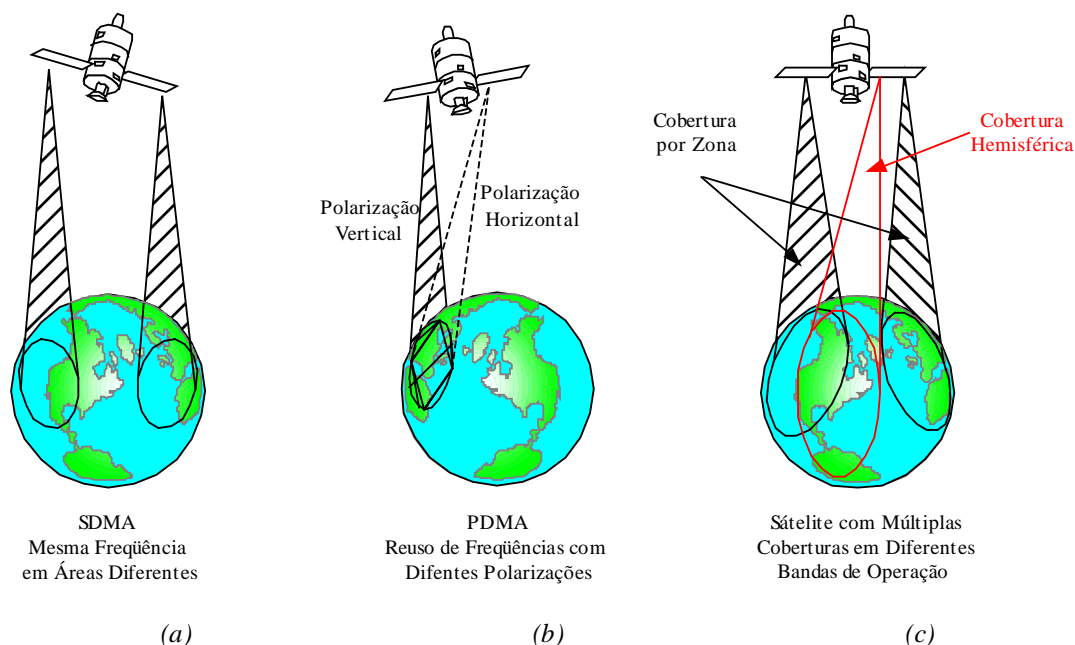


Figura 3.1. Coberturas dos satélites nas condições SDMA e PDMA.

Uma vez definidas as áreas de coberturas e a polarização com que irá operar cada canal, surgem novas necessidades de múltiplo acesso por canal, como será discutido ao longo deste capítulo.

Este acesso de diferentes usuários a um mesmo meio, que é o *transponder* do satélite, deve ser realizado de modo a não provocar degeneração entre os diferentes serviços ou estações. Por este motivo, deve-se utilizar técnicas de múltiplo acesso, para conseguir a melhor alocação e a melhor utilização técnica e financeira do siste-

ma. Existem várias formas de múltiplo acesso em um meio, no entanto, três técnicas são largamente difundidas em telecomunicações.

Inicialmente, o meio foi multi acessado através da partição do espectro de frequências, com a alocação de diferentes canais de comunicação tendo cada um deles a sua própria banda, ou seja, para cada canal existe uma portadora modulada em sua frequência específica. Esta técnica é conhecida por permitir o múltiplo acesso por divisão de frequência e abordada em engenharia pela sigla *FDMA* (*Frequency Division Multiple Access*).

Existe também a possibilidade de trabalhar com múltiplo acesso por divisão de tempo *TDMA* (*Time Division Multiple Access*). Neste caso, a banda é ocupada por uma única portadora e cada usuário ou estação utiliza o meio com a mesma frequência e banda de operação, mas em intervalos de tempo diferentes.

Outra técnica difundida em comunicações de forma geral é o múltiplo acesso por divisão de código *CDMA* (*Code Division Multiple Access*), que trabalha com a técnica de espalhamento espectral. Para gerar o espalhamento no espectro de frequências do canal é utilizada uma seqüência pseudo aleatória. Através de auto correlação, o receptor consegue recuperar a informação, pois provoca a concentração do sinal correlacionado e o espalhamento do sinal de comportamento descorrelacionado, que pode ser um sinal de interferência ou ruído. Desta forma, consegue-se, no receptor, trabalhar com ótimas relações C/N no estágio de *FI* e, conseqüentemente taxas de erro muito baixas. A Figura 3.2 (a), (b) e (c) apresenta, de forma resumida, os múltiplos acessos em frequência, tempo e código².

É importante ressaltar que as técnicas de multiplexação *FDM* e *TDM* estão essencialmente atreladas às características de transmissão, enquanto as técnicas de múltiplo acesso estão ligadas às características de tráfego³.

Tanto o *FDMA* quanto o *TDMA* são formas de múltiplo acesso largamente utilizadas em comunicações com repetidores orbitais em condição geo-estacionária.

Estas duas técnicas são utilizadas de forma independente ou de forma conjunta, existindo, em um mesmo *transponder*, portadoras alocadas em sub-bandas, sendo algumas destas sub-bandas acessadas com *TDMA*.

A técnica *CDMA* é empregada em maior proporção, em comunicações via satélite em condição de órbita baixa. Por este motivo, este trabalho está voltado para as duas primeiras técnicas citadas anteriormente.

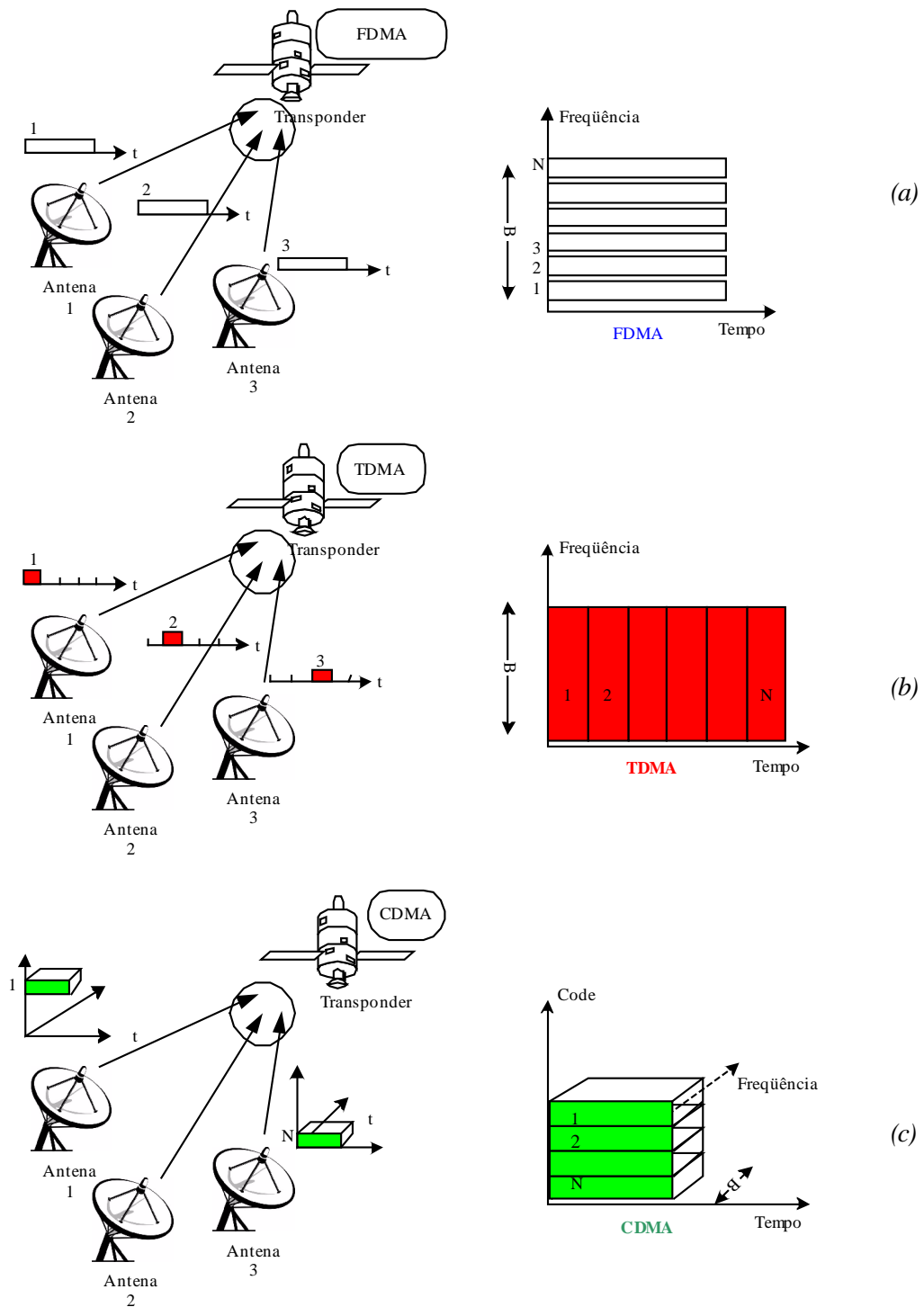


Figura 3.2. Técnicas de Múltiplo Acesso: (a) *FDMA*, (b) *TDMA* e (c) *CDMA*.

O múltiplo acesso também pode ser classificado de acordo com a forma como os circuitos¹ são alocados para uso. A alocação fixa é aquela em que os circuitos são designados a um usuário durante todo o tempo de operação, ou a mais usuários com tempo parcial. Nesta condição, os circuitos não estão à disposição para uso geral de uma determinada rede. A alocação fixa traz como grande vantagem a facilidade de implantação. No entanto, a sua utilização se aplica apenas para usuários com tráfego de dados, elevado e contínuo. Um exemplo desta condição é a transmissão de imagem e som através das redes de radiodifusão por satélite.

Para sistemas que trabalham com taxas menores e com transmissões esparsas existe uma outra forma de alocação baseada na condição de demanda. A alocação por demanda é representada pela sigla *DAMA* (*Demand Assigned Multiple Access*). Nesta condição, todos os circuitos são disponibilizados para atender a qualquer usuário da rede, sendo realizada a alocação de acordo com a necessidade de cada usuário.

Tanto a técnica *FDMA* como a *TDMA* podem ser utilizadas de forma pré-alocada (fixa) ou por demanda, dependendo apenas da condição de projeto da rede de comunicação. Na *FDMA* é realizada a gerência de alocação de portadoras e bandas enquanto em *TDMA* se realiza a alocação do intervalo de tempo (*time slot*) para transmissão.

3.2. Múltiplo Acesso por Divisão de Frequência.

O múltiplo acesso por divisão de frequência (*FDMA*) foi o primeiro método para multi-acessar o *transponder* via satélite, pois sua concepção, em muito, se aproxima da multiplexação por divisão de frequência empregada em sistemas telefônicos.

3.2.1. FDM-FM-FDMA.

Antes da grande expansão dos enlaces ópticos de longa distância e intercontinentais, os países e continentes eram interligados através de enlaces via satélite que transportavam vários canais telefônicos de forma bidirecional.

¹ Neste caso o termo circuito representa toda a estrutura atrelada a um canal de comunicação que, no satélite, é normalmente abordado como transponder.

Nesta concepção, os canais telefônicos são agrupados através de multiplexação *FDM*, formando uma banda básica que, modulada em frequência, é convertida para a banda de transmissão, ocupando uma dada largura de faixa numa frequência de operação específica.

Para ilustrar esta condição, suponha-se que a estação de Manaus da Figura 3.3, é alocada em apenas uma sub-banda do *transponder* para permitir sua utilização por inúmeras outras estações. Este formato é então adotado por outras estações, permitindo que as mesmas se interliguem, promovendo o tráfego telefônico. A Figura 3.3 ilustra esta condição de múltiplo acesso por divisão de frequência com alocação fixa através de algumas estações.

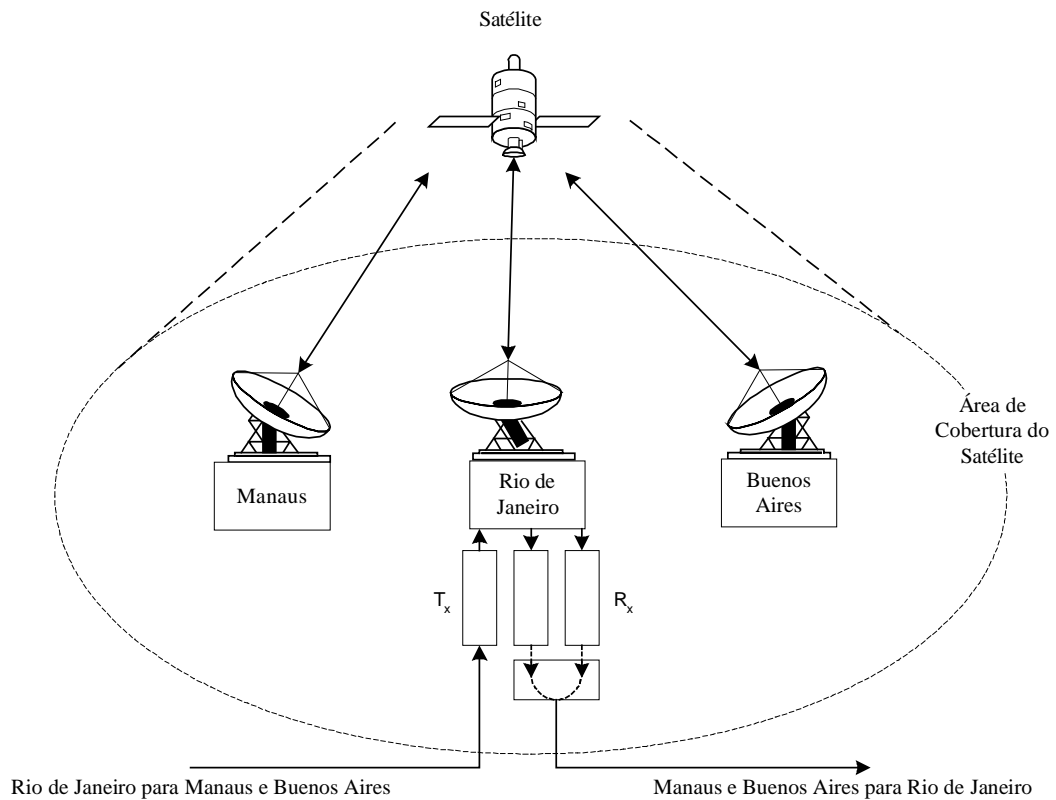
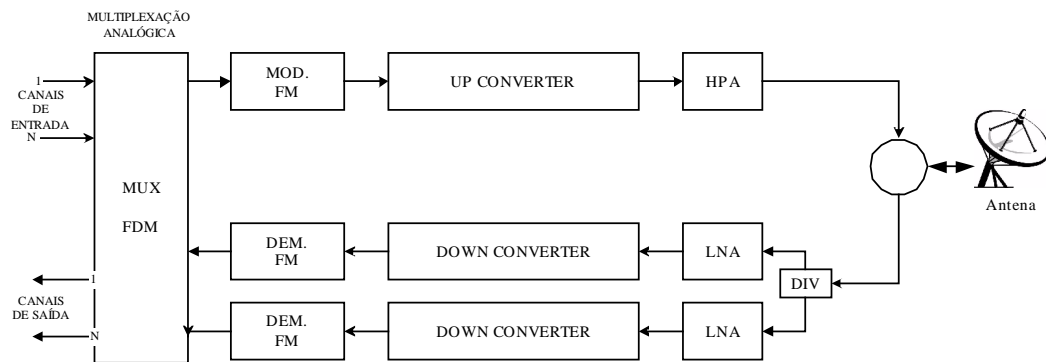
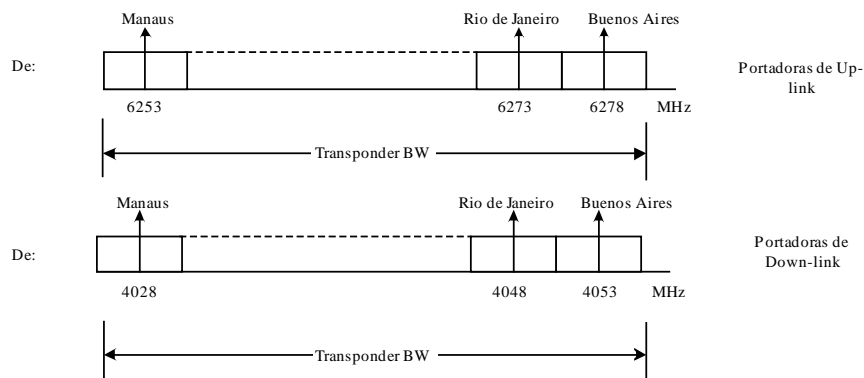


Figura 3.3. Estações transmitindo e recebendo pelo mesmo transponder de satélite usando *FDMA* com alocação fixa de frequências.

Espectralmente, visualiza-se a sub-banda de cada estação ao longo de todo espectro disponibilizado pelo *transponder* do satélite, para retransmissão dos sinais. O espectro genérico apresentado na Figura 3.4 se repetirá para as condições de *up-link* e *down-link*, nas respectivas frequências de operação de cada satélite.



(a)



(b)

Figura 3.4. (a) Diagrama em blocos de uma estação operando em FDMA; (b) Transponder acessado por diferentes estações de terra, tendo cada uma delas sua sub-banda de trabalho.

Como exemplo, pode-se trabalhar com a transmissão de 60 canais telefônicos que formam um super grupo. Estes 60 canais multiplexados em *FDM* em uma determinada estação são modulados em frequência, ocupando uma banda de 5MHz , incluindo as bandas de guarda. No caso de um *transponder* com 36MHz de banda, pode-se utilizar diversas portadoras alocadas, até completar a banda disponibilizada, caso não exista limitação de potência no enlace.

Normalmente, para se trabalhar com um grande número de portadoras sem que ocorra degeneração dos enlaces, por intermodulação, as estações são obrigadas a oferecer valores altos do fator de mérito que, para a condição abordada no parágrafo anterior, pode variar de 20dB/K a 40dB/K . No Anexo III são apresentados alguns cálculos do fator de mérito para estações de recepção (*G/T*- Relação entre ganho da antena de recepção e a temperatura de ruído da estação receptora), que permitem

concluir que estes valores se referem a antenas de grande porte. A Figura 3.5 apresenta uma estrutura com estações de médio tráfego, largamente empregada nos antigos sistemas analógicos³.

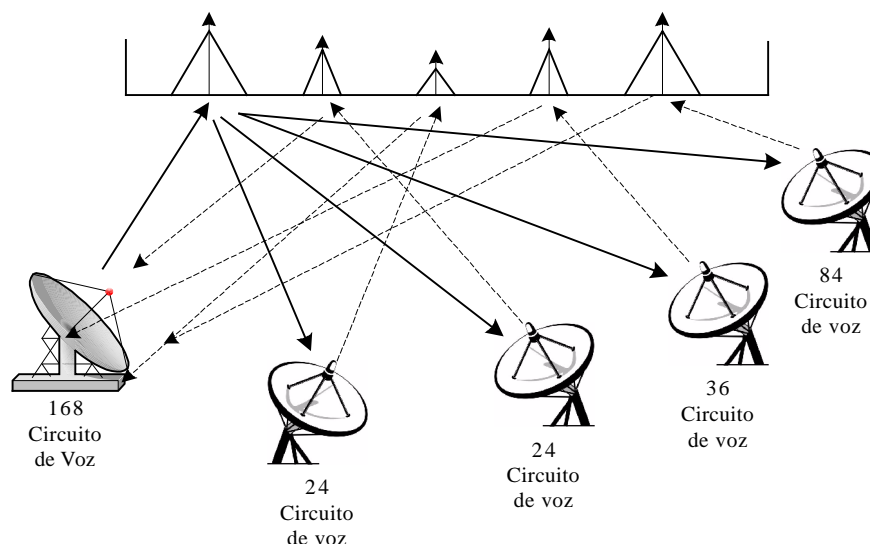


Figura 3.5. Estrutura de médio tráfego com alocação fixa empregando FDMA.

A concepção *FDM/FM/FDMA* foi substituída pela versão digital de multiplexação e modulação, mantendo a forma de acesso *FDMA* inalterada e resultando em uma formação compatível com as redes telefônicas digitais, comuns em nosso dia a dia.

3.2.2. TDM-PSK-FDMA.

Espectralmente, a condição pouco se altera, com exceção da maior imunidade a ruído do sistema digital e a diferença de desempenho entre a modulação *FM* e *PSK*. A Figura 3.6 apresenta a estrutura em blocos de uma estação na concepção *TDM-PSK-FDMA*.

A alocação fixa apresentada nas duas formas anteriores é interessante para estações que possuem altas taxas de transmissão ou elevado tráfego durante todo o tempo de operação.

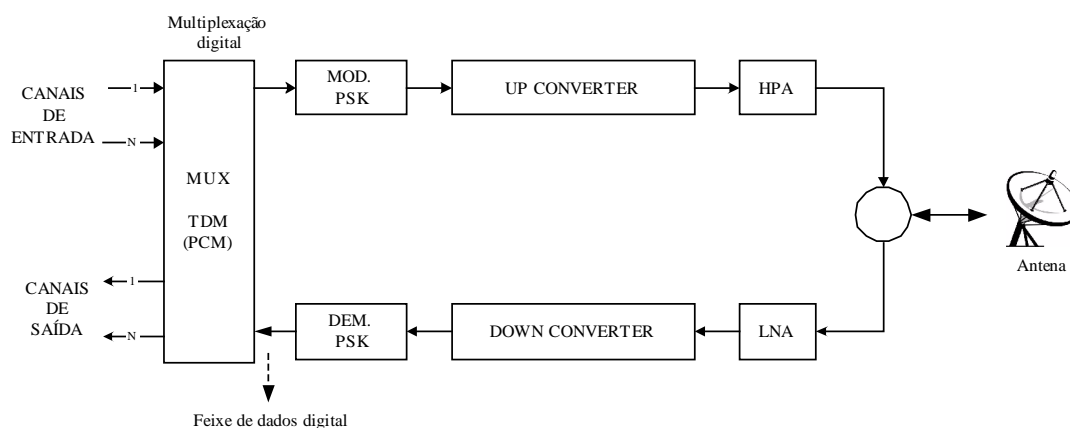


Figura 3.6. Estação com concepção digital TDM/PSK/FDMA.

3.2.3. Transmissão de Sinais de Som e Imagem para TV e Rádio.

Outro tipo de aplicação com alocação fixa é a transmissão de sinais de som e imagem para rádio e TV em serviços por assinatura ou para radiodifusão. Principalmente no mercado brasileiro, as transmissões analógicas dos sinais de rádio e TV são muito comuns, pois a base de recepção instalada em todo território nacional é muito grande, fazendo com que a migração da tecnologia analógica para digital esteja um pouco retardada.

Para transmissão dos sinais de TV de forma analógica é utilizada a modulação em frequência (*FM*), com desvio maior ou menor, dependendo da banda que se deseja ocupar no *transponder*. Quando uma única empresa de TV utiliza toda banda do *transponder*, a mesma realiza a transmissão da banda básica de TV, com desvio de frequência igual ou superior a 25MHZ. Esta operação é normalmente chamada de operação com *full transponder*. No entanto, algumas companhias de TV compartilham a banda do *transponder* com outros serviços ou até mesmo com uma outra companhia de TV. Neste caso, a operação ocorre com bandas reduzidas pela metade, ocupando somente 18MHz e, portanto, denominada de operação *half transponder*. A Figura 3.7 apresenta um diagrama em blocos, clássico, para formação da banda básica de TV utilizada em transmissões analógicas via satélite.

Através de um processo de multiplexação, o sinal de vídeo é combinado com os vários sinais de áudio. Como se trabalha com mais de uma sub-portadora de áudio, são transmitidos os sinais de áudio estereofônico e uma segunda opção de língua

da programação. Nas empresas onde não se trabalha com áudio estéreo são transmitidos canais de serviço ou, em muitos casos, outros programas de áudio, como o de rádios comerciais que distribuem o sinal em toda a área de cobertura do satélite, para que o mesmo possa ser utilizado por empresas afiliadas, da mesma forma que em TV³.

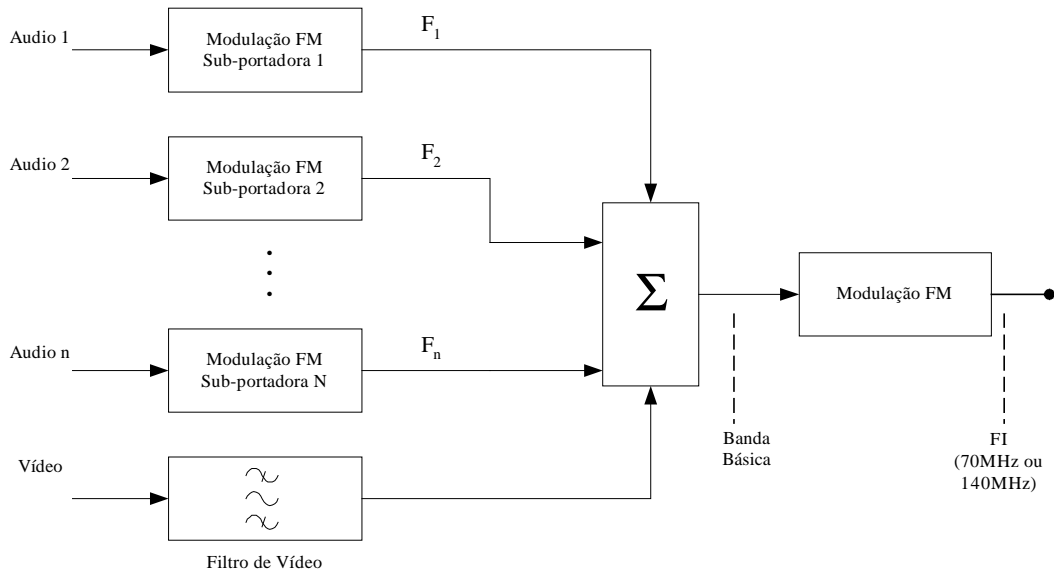


Figura 3.7. Diagrama em blocos da estrutura de transmissão analógica para TV.

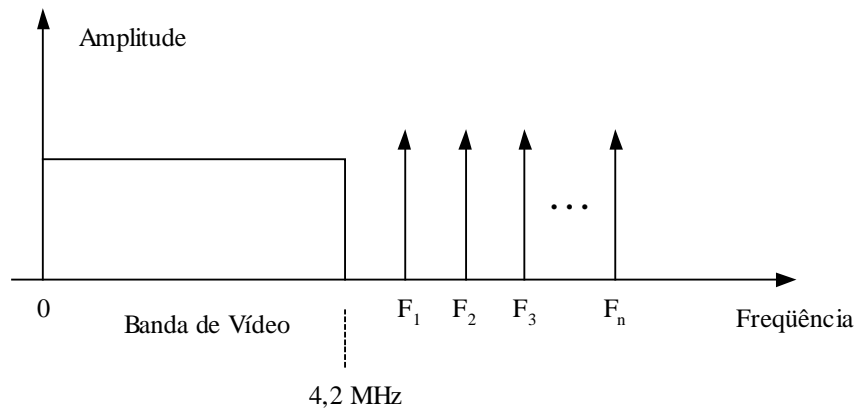


Figura 3.8. Espectro de frequências da banda básica de vídeo para transmissão do sinal de TV via satélite.

A atual literatura admite três diferentes concepções de TV digital via satélite, nos padrões *DVB-S*, *ATSC-S* e *ISDB-S*. O mais empregado atualmente é o *DVB-S*, que trabalha com compressão de vídeo *MPEG-2*, com modulação *QPSK* e com códi-

gos de correção de erro convolucional e estágio do *Reed-Solomon* nas condições interna e externa, respectivamente.

Considerando a necessidade de transmissão com qualidade de difusão, o feixe de bits contendo as informações referentes ao vídeo (*MPEG-2*), canais de áudio (*MPEG-2 MUSICAM*) e dados irá modular sua respectiva portadora, não ocupando mais do que 6MHz , o que permite a utilização de até seis portadoras por *transponder*, considerando as bandas de guarda entre cada sub-banda. A Figura 3.9 ilustra o diagrama para geração da portadora modulada em *QPSK* para transmissão do sinal de *TV* na concepção Digital⁴.

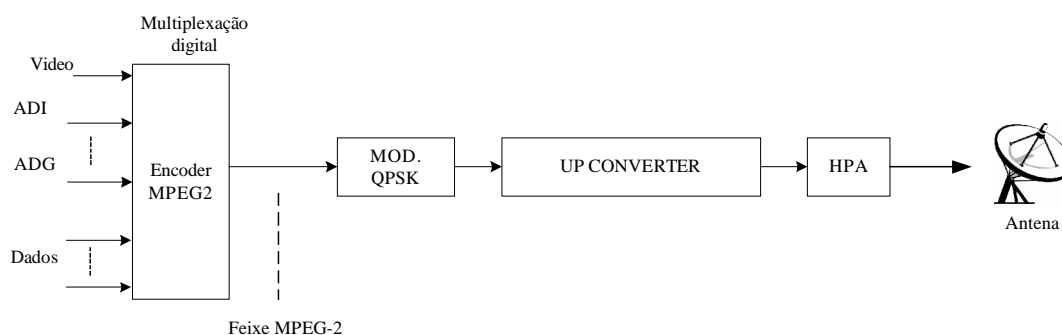


Figura 3.9. Diagrama em blocos da estação de transmissão de *TV* na concepção digital.

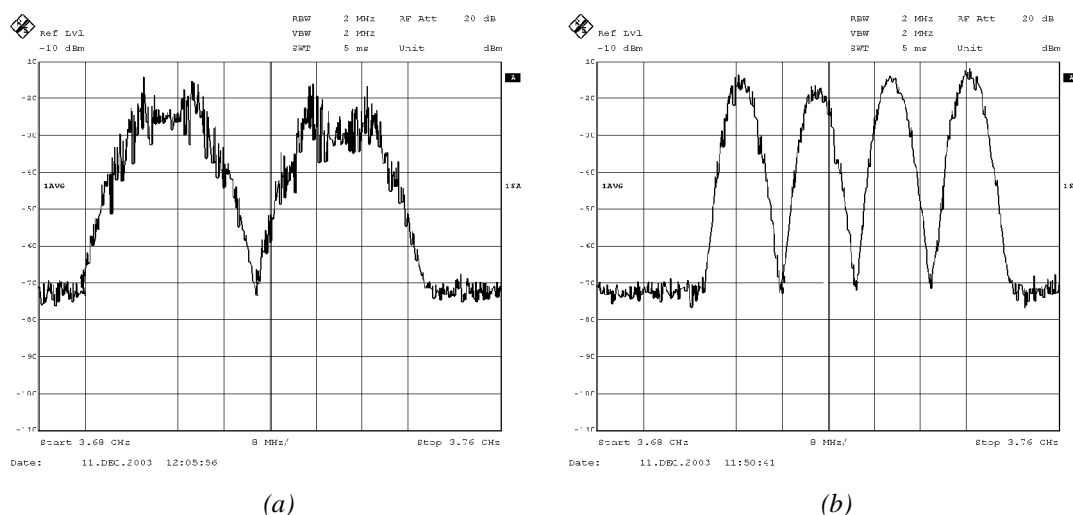


Figura 3.10. (a) Canais analógicos em half transponder; (b) Canais digitais no padrão *DVB-S^{II}*

^{II} Medidas realizadas pelos equipamentos: (a) Signal Generator (300KHz - 4,4GHz) - Modelo: SMIQ04B - Fabricante: Rohde & Schwarz - Tombo Inatel: 07260; (b) Signal Analyzer (20Hz - 7GHz) - Modelo: FSIQ7 - Fabricante: Rohde & Schwarz - Tombo Inatel: 07073

tuito de evitar possíveis interferências. Desta forma, tem-se 798 canais em apenas um sentido ou 399 circuitos operando de forma *full duplex*. Em operação *duplex* o par de frequências é distanciado de $18,045\text{MHz}$ ³.

Uma característica de grande importância no sistema *INTELSAT SCPC* é a ativação dos canais por voz. Através de medidas em um dos sentidos da chamada, verificou-se que, em média, a soma dos tempos de pausa totaliza 60% do tempo total de uma chamada telefônica. Desta forma, o número médio de portadoras que trafegam pelo *transponder* do satélite é sempre bem menor que o máximo admitido, reduzindo de forma significativa o aparecimento de produtos de intermodulação e possibilitando, com isso, a operação com níveis mais elevados de potência. Como exemplo de aplicação tem-se a *TELESAT CANADA* que utiliza este sistema com 360 circuitos *duplex* utilizando *PSK/SCPC*, para atendimento de localidades remotas com baixo tráfego. O sistema opera com estações terrenas com antenas de diâmetro variando entre $3,6\text{m}$ e $4,6\text{m}$, com relações *G/T* entre $19,5\text{dB/K}$ e 21dB/K .

3.2.5. Sistema de Alocação por Demanda FDMA.

O sistema *SPADE* (*Single carrier per channel Pulse code modulated multiple Access Demand assignment Equipment*) foi desenvolvido pela *COMSAT* para operação em satélites da *INTELSAT* e é compatível com o *INTELSAT SCPC*. No entanto, a alocação de canais ou portadoras é realizada de modo à atender a necessidade de tráfego das estações. A requisição de canais é realizada através do canal comum de sinalização *CSC* (*Common Signaling Channel*). A Figura 3.12, permite a observação do espectro do transponder de 36MHz , com suas respectivas indicações.

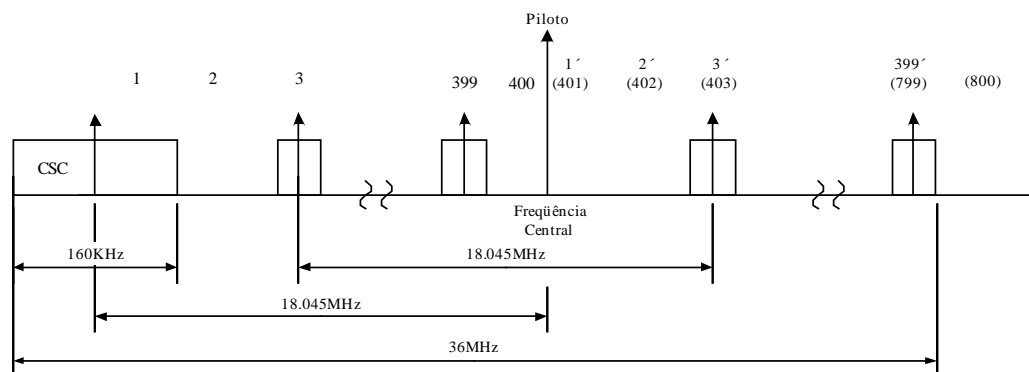


Figura 3.12. Canalização do sistema SPADE.

O primeiro canal da banda é o canal *CSC* com largura de faixa de 160KHz , taxa de transmissão de 128Kbps e modulação *BPSK*. O canal *CSC* opera com alocação fixa *TDMA*, no modo *broadcast*. Todas as estações monitoram o canal *CSC* e recebem informações de quais canais já estão alocados. Cada estação terrena possui um *time slot* de 1ms a cada *frame* de 50ms para requisitar ou disponibilizar um canal. A estação que estiver necessitando de um canal consulta seu registro de canais e transmite, através do canal *CSC*, o par de frequências que deseja utilizar. Caso duas estações façam o pedido do mesmo canal, é realizado um rápido remanejamento e, através do *CSC*, é feita a atualização do quadro de frequências de todas as estações que fazem parte da rede. As estações recebem um aviso de colisão na escolha do canal e, então, se mobilizam para a escolha aleatória de outro. Quando a estação finaliza com o canal, é informado através do *CSC* que a frequência está disponível. O canal *CSC* está distanciado de $18,045\text{MHz}$ da piloto de referência.

Os canais de informação trabalham com largura de faixa de 45KHz , com taxa de transmissão de 64Kbps e com modulação *QPSK*. Não são ativados os canais 400 e 401, adjacentes ao piloto de referência, para que não ocorra nenhum tipo de interferência, como é feito no *INTELSAT SCPC*. O canal 400 tem como par o canal 800 que também poderá ser desativado. Pelo mesmo motivo, os canais 1 e 2 também ficam inoperantes, para que não ocorra nenhuma interferência no canal *CSC*.

As observações realizadas no parágrafo anterior permitem contabilizar 794 canais disponíveis para comunicação em apenas um sentido ou 397 circuitos nos dois sentidos (*full duplex*). As frequências que compõem um par de canais estão distanciadas de $18,045\text{MHz}$.

No sistema *SPADE* a ativação de cada portadora também é realizada por voz, o que faz o sistema sempre operar com um número menor de portadoras que o máximo disponibilizado, amenizando os efeitos de intermodulação.

A comparação entre o sistema *MCPC* (*FDM-FM-FDMA* ou *TDM-PSK-FDMA*) e o sistema *SPADE* permite tirar conclusões significativas. Num sistema *MCPC* uma determinada estação com canais ociosos não pode disponibilizar esta capacidade para outra estação qualquer, pois a alocação de canais é fixa. O mesmo não ocorre com o

sistema *SPADE*, que opera de forma completamente aberta, disponibilizando por demanda apenas os canais que serão utilizados para cada estação. Desta forma, se uma estação estiver ociosa os canais serão utilizados para outra localidade com maior tráfego telefônico.

Considerando, tanto para o sistema *MCPC* como para o sistema *SPADE*, 1% de probabilidade de bloqueio, um *transponder SPADE* com 800 canais equivalerá a 3200 canais *MCPC*, o que mostra a grande vantagem de uso do sistema *SPADE*.

Para o sistema *SPADE* operar com a maior capacidade possível faz-se necessário a utilização de estações com relações G/T de $40,7\text{dB/K}$, que é um valor muito alto, resultando em antenas de grandes dimensões.

Supondo que o sistema *SPADE* trabalhe com estações de pequeno porte, com relação G/T de 35dB/K , será necessário operar com potências mais elevadas, resultando em níveis mais elevados de intermodulação. Para manter os níveis de intermodulação dentro de escalas aceitáveis é necessário diminuir o número de portadoras. O gráfico da Figura 3.13, mostra esta redução para *transponders* que utilizam amplificadores do tipo *TWTA*.

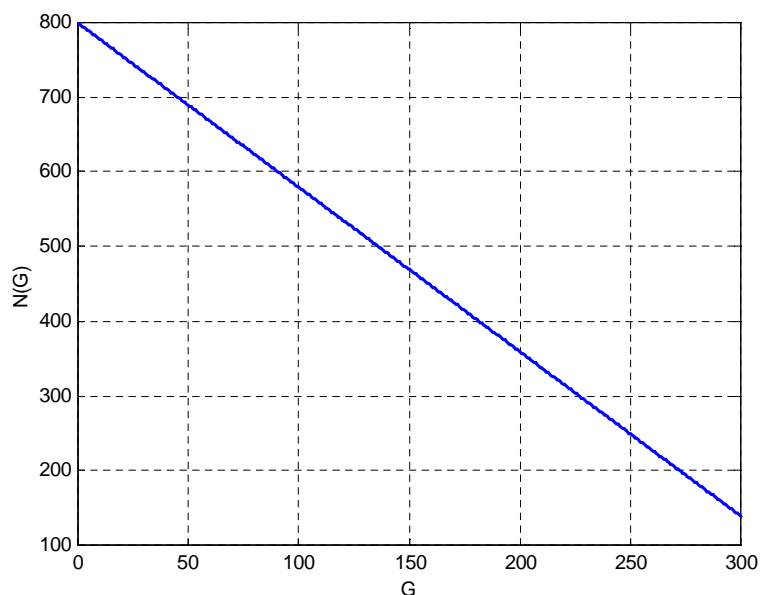


Figura 3.13. $N(G)$: Número máximo de canais admitido por transponder e G : Número de estações com $G/T = 35\text{ dB/K}$.

Se a rede possuir 100 estações de pequeno porte com $G/T=35dB/K$, resultará em apenas 580 estações atendidas no plano geral¹.

A grande desvantagem do *FDMA* é a utilização do transponder com múltiplas portadoras, pois são gerados produtos de intermodulação muito elevados devido a não linearidade dos amplificadores. Em várias aplicações o uso do transponder não é limitado pela largura de faixa e, sim, pela impossibilidade de se trabalhar com níveis mais altos de potência ou pela dificuldade de operação com antenas de grande porte, com elevados valores da relação G/T . A não linearidade dos *transponders* será abordada no Capítulo 4.

3.3. Múltiplo Acesso por Divisão de Tempo.

Em *TDMA* a alocação de cada estação não é feita através de uma portadora, mas sim com a alocação de um *time slot*, dentro de um quadro (*frame*) de transmissão. Portanto, uma única portadora trafega pelo *transponder*, não ocorrendo a excessiva degeneração por intermodulação, como ocorre em *FDMA*. Esta condição que pode ser visualizada, está expressa na Figura 3.14, que apresenta as estações *A*, *B*, *C* e *D* multi acessando o *transponder* no tempo.

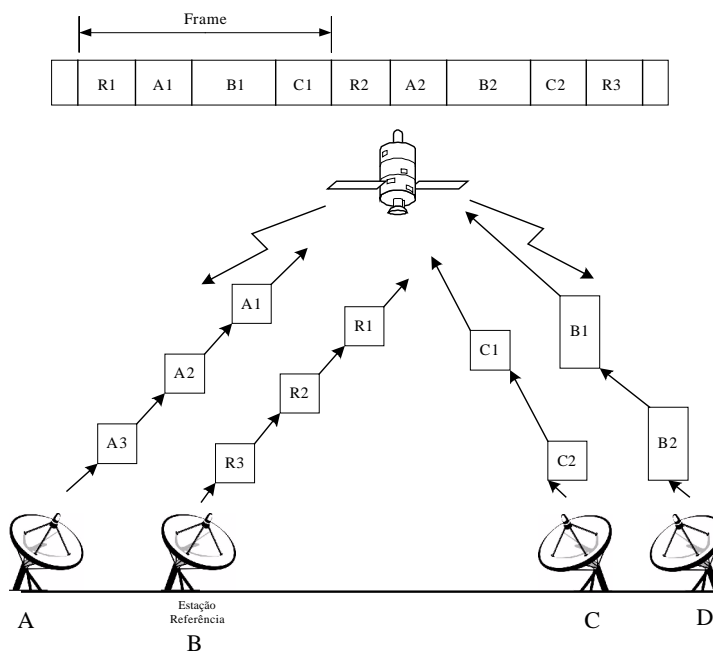


Figura 3.14. Acesso TDMA utilizando uma estação de referência para transmissão do burst de sincronização.

Para permitir o perfeito funcionamento entre as estações, sem que ocorram colisões e, com isso, uma queda significativa da eficiência do sistema, o sistema *TDMA* trabalha com um formato de *frame* e *burst*, como apresentado na Figura 3.15.

A partir desta Figura realizamos uma descrição de cada um dos elementos que compõem o *frame TDMA*. Os principais fatores que integram a janela *TDMA* são:

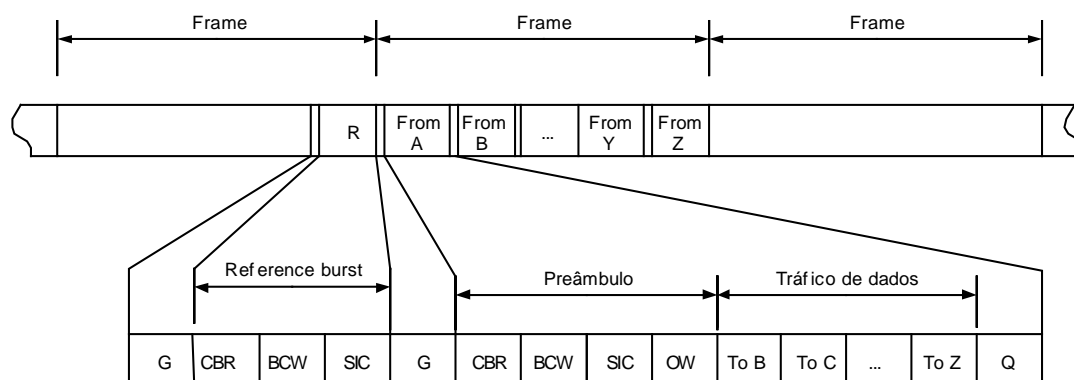


Figura 3.15. Formato do FRAME e do BURST para sistema TDMA.

q **BURST de REFERÊNCIA.**

Responsável por indicar o início do quadro (*frame*) sendo sub-dividido em *time slots* que são utilizados em várias funções. Para os diferentes tipos de redes do mercado, podem existir diferenças na implementação. No entanto, a função de cada *slot* se mantém a mesma e permite o entendimento do texto.

q **TEMPO DE GUARDA.**

Da mesma forma que existe a banda de guarda na condição *FDMA*, em *TDMA* existe o tempo de guarda (G), que previne a sobreposição na transmissão das estações.

q **RECUPERAÇÃO DE PORTADORA E DO RELÓGIO**

Todos os *bursts* são iniciados com uma seqüência de bits que são utilizados para viabilizar, no receptor, a recuperação da portadora e do relógio (*CBR - Carrier and bit timing recovery*). Este processo é realizado para que a demodulação dos dados aconteça com melhores desempenhos. Esta seqüência não pode ser de tamanho exa-

gerado e, sim, suficiente para permitir a perfeita interpretação por parte do receptor. O número exagerado de bits nesta seqüência pode causar a queda de eficiência.

q **PALAVRA DE CÓDIGO DE BURST.**

A palavra de código de burst (*BCW - Burst Code Word*) é também conhecida como palavra única (*UW - Unique Word*) e tem como principal função indicar ao receptor o início da transmissão de dados da estação de referência, com controle e informação do sistema. Além disso, permite que todas as estações sejam sincronizadas no início de cada quadro, gerando, conseqüentemente, a possibilidade de informação de cada *burst* dentro do *frame*. Nos *bursts* de informação, teremos a mesma função, mas atrelada ao início de cada *burst* e os respectivos *sub-burst*.

q **CÓDIGO DE IDENTIFICAÇÃO DE ESTAÇÃO**

Através desta seqüência de bits é possível identificar a estação (*SIC - Station Identification Code*) que está transmitindo e, conseqüentemente, utilizando o meio em um determinado *time slot*. No *time slot* das estações, existe um preâmbulo que se diferencia do canal de *burst* apenas pela presença de um canal de serviço, para comunicação entre estações, na forma de voz ou dados. Após o preâmbulo, existe a transmissão de dados e, para finalizar o *burst*, a estação transmite alguns bits de encerramento (*Q*).

Da mesma forma que no *FDMA*, no *TDMA* o acesso pode ser pré-fixado com os *time slots* definidos por hardware para cada estação que compõe a rede. No entanto, a alocação também pode ser por demanda (*DAMA*), principalmente quando a taxa de transmissão de cada estação é muito variável.

Em grande parte das aplicações um *transponder* não é utilizado por uma única portadora multi-acessada por tempo, mas, sim, com várias portadoras, sendo cada uma delas atrelada a uma rede de voz ou dados. Nesta condição, o primeiro tipo de múltiplo acesso é o por freqüência (*FDMA*) e os demais podem vir a ser *TDMA*. Neste caso, o *TDMA* ocorre em uma sub-banda e é chamado de *TDMA Faixa Estreita* (*TDMA Narrow Band*) ou *Narrow TDMA*.

Dentro da condição de acesso por divisão de tempo ainda existem as técnicas com processo aleatório, sendo muito empregadas em redes de comunicação por pacotes^{4,6}, como será analisado no item 3.5.

3.4. Comparação das Técnicas FDMA e TDMA

A comparação das técnicas de múltiplo acesso *TDMA* e *FDMA* leva em consideração a capacidade de transmissão e o tempo de atraso na transmissão de mensagem. Este tópico realizará a comparação utilizando as características gerais de cada técnica, em um mesmo ambiente de canal.

É relevante observar que não serão considerados a banda de guarda entre as sub-bandas *FDMA* e o tempo de guarda entre os slots *TDMA*, pois a perda de eficiência provocada por ambos artifícios se equivalem. Além disso, para facilitar a análise, ainda será considerado que as estações geram suas mensagens de forma determinística, de modo que o recurso de comunicação é utilizado na sua totalidade.

Na prática, esta comparação direta nem sempre é possível devido às particularidades ligadas à solução de engenharia, de cada empresa do setor. Sendo assim, para ambos os casos funcionará a taxa de transmissão R como sendo a máxima admitida pelo transponder. Além disso, serão considerados M usuários iguais em ambos os casos, para que se permita uma comparação direta.

3.4.1. Capacidade de Transmissão nos Sistemas FDMA.

Em *FDMA*, admitindo as condições impostas anteriormente, tem-se que a largura de faixa total do *transponder* será dividida de forma idêntica para todas as estações que compõem a rede. Desta forma, pode-se concluir que a taxa de transmissão média de cada estação será diretamente proporcional à largura de faixa ocupada pelas mesmas. Sendo assim, quanto maior é o número de estações, menor será a taxa de transmissão média de cada uma delas. Matematicamente, a taxa de transmissão média por estação pode ser obtida pela equação:

$$R_1 = \dots = R_m = \frac{R}{M} \quad (3.1)$$

onde R_1 é a máxima taxa de transmissão média da primeira estação e R_m é a máxima taxa de transmissão média da m -ésima estação da rede.

Se a mensagem gerada em cada estação é formada por pacotes com b bits e o mesmo é transmitido em T segundos, tem-se que a taxa de transmissão total exigida por todo sistema *FDMA* será dada pela equação:

$$R_{FDMA} = M \cdot \frac{b}{T} \quad (3.2)$$

onde R_{FDMA} é a taxa total requerida por todas as M estações do sistema *FDMA* dada em *bps*.

3.4.2. Capacidade de Transmissão nos Sistemas TDMA.

Para análise do sistema *TDMA* serão adotadas as mesmas condições iniciais já propostas anteriormente. Neste caso, cada estação que compõe a rede poderá transmitir com a máxima taxa R admitida pelo *transponder*. No entanto, para que todas as estações realizem suas transmissões, será criado um quadro(*frame*), com um número de *slots* igual ao número M de estações. Desta forma, pode-se concluir que a taxa de transmissão média de cada estação também será calculada pela equação (3.1).

Considerando que em *TDMA* as estações também terão que trabalhar com a transmissão de mensagens divididas em pacotes de b bits, pode-se concluir que estes pacotes deverão ser transmitidos não no tempo total de análise, mas numa fração referente ao *time slot*, que é o tempo T dividido pelo número total de estações M . Por este motivo, a taxa total é calculada como a taxa de cada estação e devidamente representada pela equação:

$$R_{TDMA} = \frac{b}{\left(\frac{T}{M}\right)} = M \cdot \frac{b}{T} \quad (3.3)$$

onde R_{TDMA} é a taxa total requerida por todas as M estações do sistema *TDMA* dada em *bps*.

Comparando a equação (3.2) com a (3.3), conclui-se que os sistemas *FDMA* e *TDMA* requerem a mesma taxa total de bits.

3.4.3. Atraso no envio das mensagens em FDMA e TDMA.

O atraso sofrido pela mensagem será definido como sendo o intervalo de tempo entre o instante em que se deseja transmitir a mensagem e o instante em que a estação transmissora termina esta transmissão. A equação (3.4) denota esta condição.

$$D = W + \tau \quad (3.4)$$

onde W é o tempo médio que o pacote espera para ser transmitido e τ é o tempo de transmissão do pacote.

Para *TDMA* o pacote é enviado em um *time slot* de duração igual ao tempo T dividido por M estações, como apresentado pela equação:

$$\tau_{TDMA} = \left(\frac{T}{M} \right) \quad (3.5)$$

Comparando a equação (3.5) com a (3.3) resulta na relação:

$$\tau_{TDMA} = \left(\frac{b}{R} \right) \quad (3.6)$$

Se no sistema *TDMA* a estação necessita realizar a transmissão em um instante de tempo que coincida com o instante de início de seu *time slot*, pode-se concluir que o tempo de espera será igual a zero. No entanto, se a estação necessita transmitir um pacote, no instante de tempo em que o seu *time slot* está terminando, o tempo de espera será de $\left[(M - 1) \cdot \frac{T}{M} \right]$. Desta forma, o tempo de espera médio para transmissão do pacote será dado pela equação:

$$W_{TDMA} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M (m-1) \frac{T}{M} \quad (3.7)$$

O somatório da equação (3.7) é reconhecido como a soma dos termos de uma progressão aritmética, que pode ser re-escrita na forma da equação (3.8)⁷:

$$W_{TDMA} = \frac{T}{2} \left(1 - \frac{1}{M} \right) \quad (3.8)$$

Com as equações (3.5) e (3.8) pode-se obter a equação que representa o atraso médio na transmissão de uma mensagem em *TDMA*, na forma:

$$D_{TDMA} = W_{TDMA} + \tau_{TDMA} = \frac{T}{2} \left(1 - \frac{1}{M} \right) + \left(\frac{T}{M} \right) \quad (3.9)$$

Simplificando esta equação, tem-se:

$$D_{TDMA} = T \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2M} \right) \quad (3.10)$$

Para o sistema *FDMA* o tempo médio de espera do pacote é igual a zero ($W_{FDMA} = 0$), pois a estação sempre possui uma sub-banda a sua disposição. No entanto, o tempo de transmissão do pacote será igual a T ($\tau_{FDMA} = T$). Sendo assim, tem-se que o atraso de transmissão da mensagem no sistema *FDMA* satisfaz:

$$D_{FDMA} = T \quad (3.11)$$

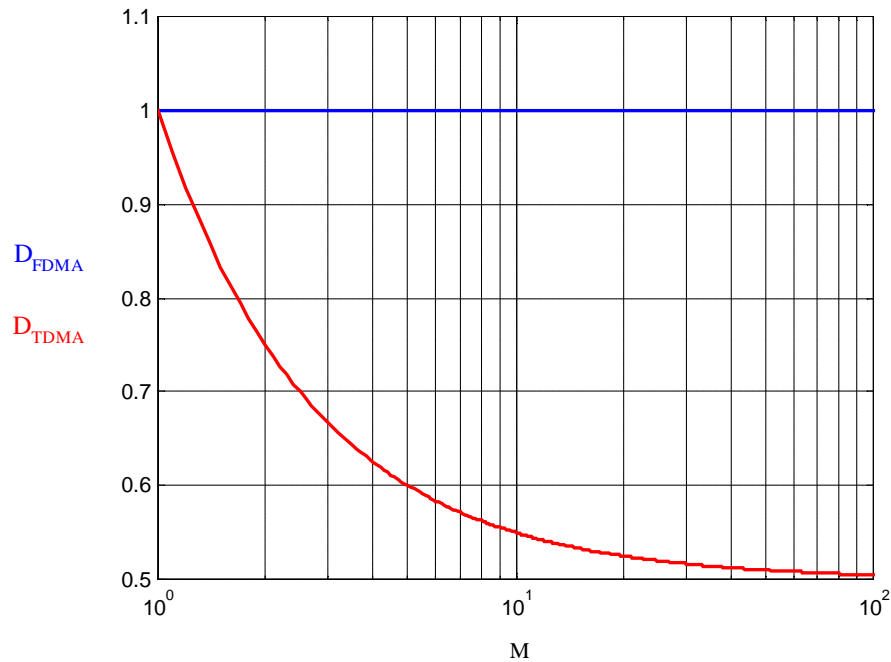


Figura 3.16. Gráfico que apresenta o tempo médio de atraso no envio da mensagem em função do número de estações nos sistemas *FDMA* e *TDMA*, com tempo de frame normalizado.

Comparando as equações (3.10) e (3.11) chega-se à conclusão de que, do ponto de vista de atraso na transmissão da mensagem, o sistema *TDMA* é superior ao

FDMA, pois o tempo médio de atraso da mensagem em *TDMA* é muito menor que em *FDMA*. O gráfico da Figura 3.16, mostra que, quanto maior o número de estações, maior é a superioridade do *TDMA* em relação ao *FDMA* neste quesito.

3.5. Técnicas de Múltiplo Acesso Empregando Algoritmos com Processo Aleatório.

3.5.1. ALOHA

A técnica *ALOHA* foi desenvolvida em 1971 na Universidade do Hawaii, na concepção via satélite, para interligar os vários computadores da universidade em rede. A forma como o sistema opera é muito simples e pode ser analisada através de um roteiro de operação, que pode ser descrito em quatro etapas a saber:

□ **Modo de Transmissão.**

A transmissão de um determinado usuário é realizada de forma totalmente independente, podendo ser iniciada em qualquer instante, bastando apenas que exista a necessidade. Normalmente, o sistema trabalha com um código corretor de erro, para aumento do desempenho.

□ **Modo de Escuta.**

A estação, ao terminar sua transmissão, entra em modo de escuta, para receber uma mensagem de confirmação da estação destino. A mensagem de *ACK* (*Acknowledge*) é transmitida da estação destino para todas as estações que compõem a rede, incluindo a própria estação que a transmitiu, fazendo com que exista uma confirmação que garanta o sucesso de seu recebimento.

A estação que originou a informação transmitida pode receber da estação destino uma mensagem de não recebimento *NAK* (*No Acknowledge*). Isto ocorre quando a estação destino recebe o sinal, mas não consegue decodificá-lo. A maior causa deste problema é a colisão, dada pela transmissão simultânea de duas ou mais estações na rede.

□ **Modo de Retransmissão.**

Quando a estação que originou a transmissão recebe da estação destino uma mensagem de *NAK*, ocorre a retransmissão da mensagem de dados dentro de um intervalo de tempo obtido de forma aleatória, para que não ocorra uma nova colisão, pois a outra estação envolvida também trabalhará na retransmissão das informações.

q **Modo *Time-Out*.**

Após a transmissão do sinal, a estação que a originou deve receber uma mensagem de *ACK* ou *NAK*. No entanto, pode ocorrer, por diferentes causas, o não recebimento destes sinais. Neste caso, a estação realiza a retransmissão da mensagem após um determinado tempo de espera, conhecido como *Time-Out*.

A técnica de múltiplo acesso com processo aleatório utilizando o algoritmo *ALOHA* pode ser representada através do fluxograma algoritmo na Figura 3.17.

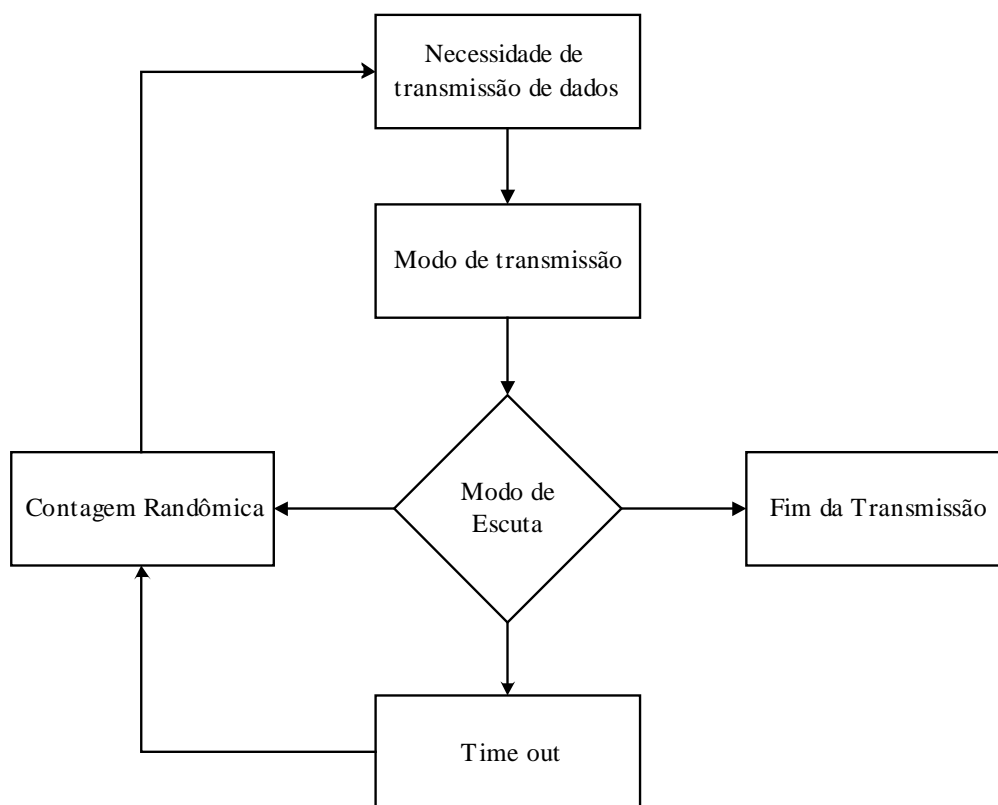


Figura 3.17. Algoritmo da técnica de acesso ALOHA

Esta técnica tem como grande vantagem a simplicidade do protocolo de operação, mas, em contrapartida, será bastante afetada pela colisão entre estações, ofere-

cendo períodos de vulnerabilidade elevados, como pode ser visualizado na Figura 3.18⁸.

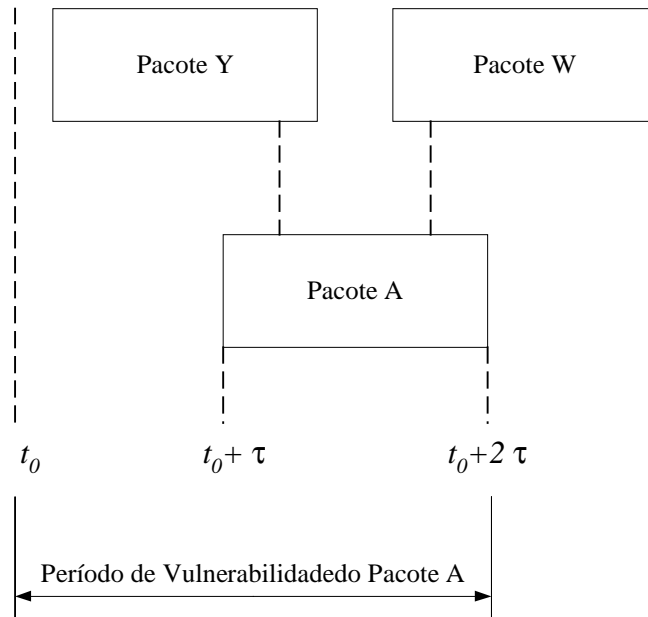


Figura 3.18. Análise no tempo do período de vulnerabilidade da técnica ALOHA.

Graficamente, é possível notar que o período de vulnerabilidade é grande. Para solucionar este problema foi criada a técnica *S-ALOHA* (*Slotted ALOHA* - ALOHA Segmentado), que mantém quase todas as características do ALOHA, com exceção de uma delas.

Na técnica *S-ALOHA* é adicionada uma pequena gerência ao sistema. O canal é dividido em vários *time slots* e uma das estações se responsabiliza em sincronizar as demais, informando o início e término de cada *time slot*. Desta forma, uma determinada estação pode transmitir a qualquer momento, desde que o início da transmissão seja sincronizado com o início de um novo *time slot*. Esta alteração na ALOHA proporciona um ganho considerável de eficiência, pois elimina a possibilidade de colisão do início de uma transmissão com o final da outra antecedente. A Figura 3.19 ilustra a nova condição de operação. Esta mostra que a técnica obriga a ocorrência de colisões somente de forma completa, viabilizando a utilização em sistemas de tráfego mais elevado, se comparada ao caso anterior, que tem o período de vulnerabilidade duas vezes maior.

Com a técnica *S-ALOHA* já se obteve uma grande melhoria, pois o tempo de vulnerabilidade se reduz à metade. No entanto, existe a possibilidade de se minimizar ainda mais o efeito da colisão, através de uma prévia reserva do meio de comunicação, como é proposto pela técnica *R-ALOHA* (*Reservation ALOHA - ALOHA com Reserva*).

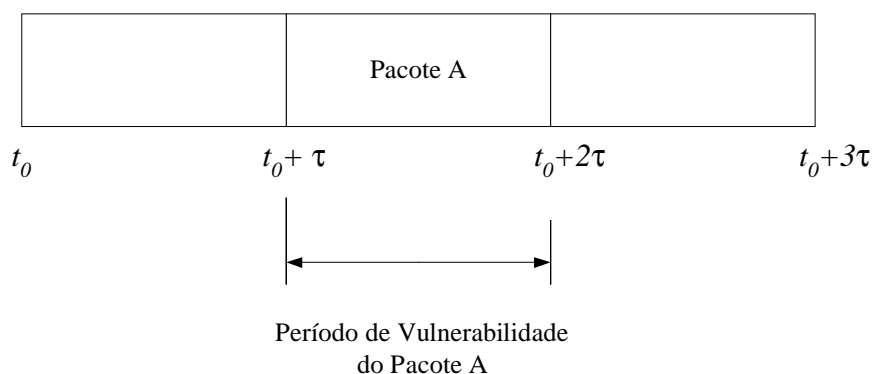


Figura 3.19. Análise no tempo do período de vulnerabilidade da técnica *S-ALOHA*.

O sistema *R-ALORA* oferece dois modos básicos de operação, sendo um deles denominado *não reservado* e o outro *reservado*.

q ***Operação no modo não reservado (Estado Quiescente).***

- ∅ Nesta condição, é estabelecido um quadro que é dividido em um número grande de pequenos intervalos para reserva;
- ∅ As estações utilizam estes pequenos *slots* para reservar um de maior duração para transmissão de dados ou mensagens.
- ∅ Depois de realizada a reserva, o usuário recebe consentimento (mensagem *ACK*) acompanhada da informação de qual *slot* de dados poderá ser utilizado.

q ***Operação no modo reservado.***

- ∅ Um quadro de tempo é dividido em $M+1$ *slots* quando é realizada uma reserva;
- ∅ Os primeiros M *slots* são empregados para transmissão de mensagens;

- ∅ O último *slot* é subdividido em *sub-slots*, que serão utilizados para que as outras estações possam realizar a reserva de dados, mantendo toda a rede em operação;
- ∅ As estações transmitem seus pacotes de dados somente nos *slots* permitidos pela estação de controle, ou seja, apenas em alguns M *slots* existentes por quadro.

O exemplo de *R-ALOHA* apresentado na Figura 3.20 é bastante interessante, pois permite verificar que, no estado quiescente, o tempo é dividido em pequenos *sub-slots* para que as estações reservem o meio para transmissão. Uma vez realizada a reserva por uma estação qualquer, o sistema é configurado para que o quadro seja composto por M *slots* para transmissão de dados e V *sub-slots* para reserva do meio. Neste exemplo, considerou-se $M=5$ e $V=6$. É importante notar que ocorre uma alteração no formato de temporização^{1,9,10}.

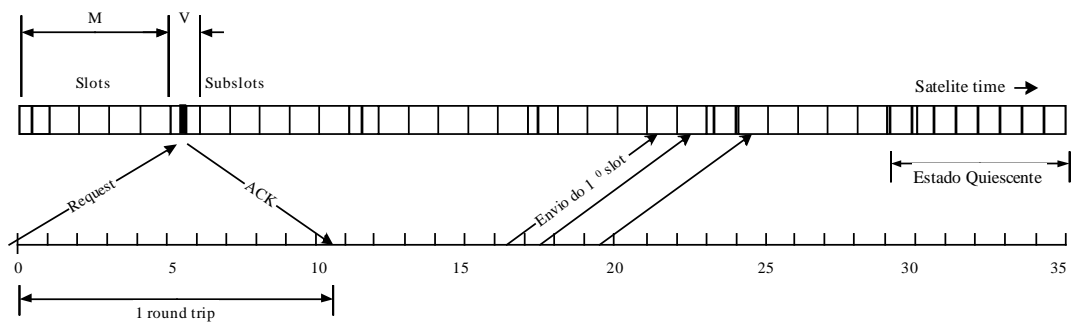


Figura 3.20. Exemplo de um sistema operando com *R-ALOHA*.
Estação requisitando 3 slots numa estrutura com $M=5$ e $V=6$.

Neste exemplo, uma dada estação reserva três slots para transmissão de dados e recebe da estação de controle o consentimento acompanhado da informação de qual será o primeiro *slot* de que fará uso. Como o controle é distribuído, todos os receptores que fazem parte da rede são informados da reserva e da temporização, evitando, com isso, a colisão, durante o intervalo de transmissão dos dados.

A estação de controle não precisa transmitir nenhuma informação a mais do que a posição do primeiro pacote de dados, pois, na Figura 3.19, é possível notar que a estação que recebeu a permissão para utilização de três *slots*, iniciou sua transmissão no quarto *slot* do bloco com $M=5$, utilizando o quinto slot para transmissão do seu

segundo bloco de dados. Naquilo que seria o seu terceiro e último *slot*, ocorrerá os seis *sub-slots* de dados ($V=6$). Portanto, este tempo será respeitado pela estação requisitante e o seu terceiro e último pacote será transmitido no primeiro *slot* do quadro sub-seqüente.

Depois de um determinado tempo sem a utilização do meio para transmissão de dados, o sistema retorna ao seu formato em repouso, com a presença somente de *sub-slots*. Como o controle é distribuído, todos os participantes são informados do formato quiescente por pacotes de sincronismo no *down-link*.

A única possibilidade de colisão no *R-ALOHA* é durante os *sub-slots* de reserva, que são muito pequenos. Com isso, o tempo desperdiçado na colisão é bastante reduzido, aumentando a vazão do sistema.

As técnicas *S-ALOHA* e *R-ALOHA* não podem ser confundidas com a *TDMA*, pois os *slots* podem ser utilizados por qualquer estação, não obedecendo a ordem nem prioridades. Outro fator importante reside no fato de que em *TDMA* não existe colisão.

Existem várias outras técnicas de grande utilidade em sistemas via satélite, que podem ser estudadas nas referências ^{8 e 9}.

3.6. Desempenho das Técnicas de Múltiplo Acesso Empregando Algoritmos com Processo Aleatório.

Este tópico tem a intenção de comparar o desempenho das técnicas *ALOHA*, *S-ALOHA* e *R-ALOHA*.

Em uma rede a taxa total de tráfego (λ_t) é composta pela taxa total (λ) dos pacotes transmitidos com sucesso e a taxa (λ_r) obtida em função dos pacotes rejeitados (λ_r), como proposto pela equação (3.12). Sendo assim, as técnicas serão analisadas em função da taxa média de pacotes transmitidos com sucesso, comparada com a taxa média total de pacotes transmitidos.

$$\lambda_t = \lambda + \lambda_r \quad (3.12)$$

Considerando que cada pacote possui um determinado número de bits (b), é possível obter o valor médio do tráfego do canal com sucesso em bits por segundo, como demonstrado na equação (3.13).

$$\rho_1 = b \cdot \lambda \quad (3.13)$$

onde ρ_1 é a vazão do canal (*throughput*) ou ainda o valor médio do tráfego com sucesso. Na equação (3.14), é seguida a mesma linha de raciocínio para determinação do tráfego total (G):

$$G = b \cdot \lambda_t \quad (3.14)$$

Com a máxima taxa de transmissão do canal (R), determinam-se os valores normalizados da vazão do canal (ρ) e do tráfego total (G), como apresentado nas equações (3.15) e (3.16):

$$\rho = \frac{b \cdot \lambda}{R} \quad (3.15)$$

$$G = \frac{b \cdot \lambda_t}{R} \quad (3.16)$$

Os valores normalizados da vazão do canal (*throughput*) poderão variar de zero a um ($0 \leq \rho \leq 1$), enquanto os valores normalizados do tráfego total poderão ser maiores que a unidade ($0 \leq G \leq \infty$).

O tempo de transmissão de cada pacote (τ) dependerá da taxa de transmissão máxima do canal e do número de bits de cada pacote. Esta grandeza será medida em segundos por pacote, como mostrado na equação (3.17).

$$\tau = \frac{b}{R} \quad (3.17)$$

Trabalhando algebricamente, pode-se rescrever as equações (3.15) e (3.16) em função da equação (3.17), como apresentado nas equações (3.18) e (3.19).

$$\rho = \lambda \cdot \tau \quad (3.18)$$

$$G = \lambda_t \cdot \tau \quad (3.19)$$

Analisando a Figura 3.18 conclui-se que uma estação tem sucesso completo em sua transmissão, se, ao iniciar o envio de seus dados, nenhum outro usuário esteja transmitindo pelo mesmo meio e ainda deve contar com que nenhum outro usuário inicie uma transmissão dentro dos (τ) segundos previstos para a transmissão de um pacote. Portanto, é necessário um intervalo de tempo de (2τ) para garantia de sucesso da transmissão do pacote.

A distribuição de probabilidade que melhor representa o envio de mensagens por usuários não relacionados em um sistema de comunicação é a de Poisson. A probabilidade de se ter (K) novas mensagens no intervalo de tempo de (τ) segundos é dada pela distribuição de Poisson como apresentado na equação (3.20);

$$P(K) = \frac{(\lambda \cdot \tau)^K \cdot e^{-(\lambda \cdot \tau)}}{K!} \quad K \geq 0 \quad (3.20)$$

onde (λ) é a taxa média de mensagem.

Como os usuários transmitem sem nenhuma consulta aos demais usuários do sistema *ALOHA*, a equação (3.20) deve calcular a probabilidade ($K=0$) durante o intervalo (2τ), para que seja garantido o sucesso na transmissão de um pacote de dados. Assumindo que todo tráfego possa ser representado pela distribuição de Poisson, será considerado para equação (3.20) que a taxa média de mensagem seja (λ_t) e que o tempo de vulnerabilidade é (2τ). Sendo assim, chega-se à equação (3.21).

$$P_s = P(K=0) = \frac{(2\tau \cdot \lambda_t)^0 \cdot e^{-(2\tau \cdot \lambda_t)}}{0!} = e^{-(2\tau \cdot \lambda_t)} \quad (3.21)$$

A probabilidade P_s pode ser traduzida como a probabilidade de ocorrência de sucesso na transmissão. Esta probabilidade também pode ser calculada através da equação (3.12), pois basta relacionar a taxa média de pacotes transmitidos com sucesso (λ) com a taxa média de pacotes totais transmitidos (λ_t).

$$P_s = \frac{\lambda}{\lambda_t} \quad (3.22)$$

Trabalhando com as equações (3.21) e (3.22), obtém-se a equação (3.23).

$$\lambda = \lambda_i \cdot e^{-(2\tau \cdot \lambda_i)} \quad (3.23)$$

Substituindo a equação (3.23) em (3.18) e (3.19), tem-se:

$$\rho = G \cdot e^{-2G} \quad (3.24)$$

A equação (3.24) relaciona o valor normalizado de vazão do canal (ρ) com o tráfego total normalizado (G) na técnica *ALOHA*. Para a técnica *S-ALOHA* é possível, da Figura 3.19, visualizar que o período de vulnerabilidade se reduz a τ segundos. Se for realizado o mesmo equacionamento para o *S-ALOHA*, considerando a diferença no tempo de vulnerabilidade, chega-se à conclusão de que o valor normalizado de vazão do canal será dado pela equação (3.25).

$$\rho = G \cdot e^{-G} \quad (3.25)$$

A Figura 3.21 permite visualizar os máximos valores normalizados de vazão das técnicas *ALOHA* e *S-ALOHA*, que são de 0,184 e 0,368, respectivamente.

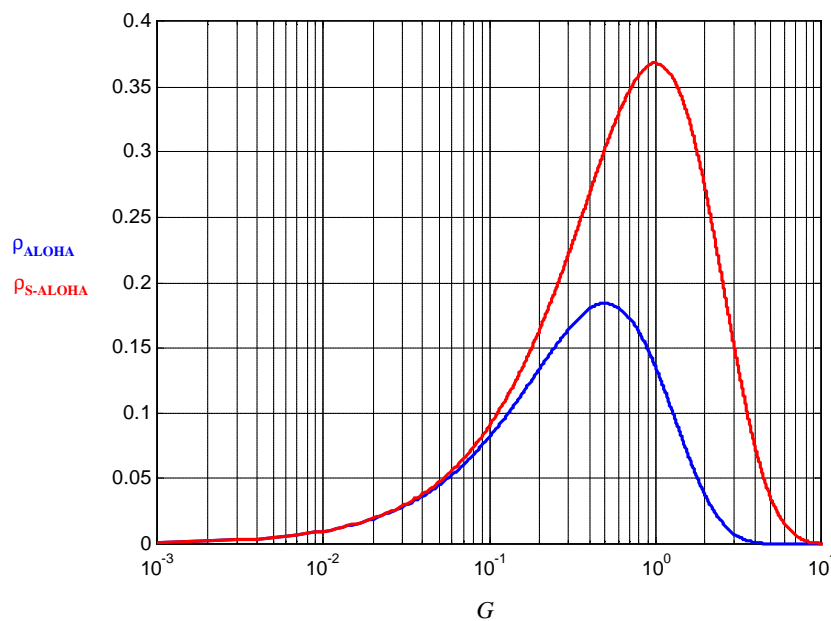


Figura 3.21. Vazão dos canais nas técnicas *ALOHA* e *S-ALOHA*

A comparação entre as técnicas *ALOHA*, *S-ALOHA* e *R-ALOHA* realizada na Tabela 3.1, permite concluir que a eficiência de transmissão assume valores máximos

aproximados de 18%, 37% e 67%, respectivamente. Estes valores são baixos, mas a sofisticação da técnica *ALOHA* pura permitiu que a vazão do canal aumentasse consideravelmente.

Tabela 3.1. *Resumo da vazão da técnica ALOHA e suas derivações.*

Técnica	Vazão Normalizada	Vazão (%)
<i>ALOHA</i>	$\rho = 0,184$	$\rho = 18,4$
<i>S-ALOHA</i>	$\rho = 0,368$	$\rho = 36,8$
<i>R-ALOHA</i>	$\rho = 0,670$	$\rho = 67,0$

3.7. Conclusão.

As técnicas de múltiplo acesso com alocação fixa são adequadas para redes com menos do que 10 estações, com cada uma das estações oferecendo tráfego de dados estável e previsível, como é o caso de tráfego telefônico e sinais de *TV* digital pelo satélite. Neste caso, a técnica que se destaca é a *TDMA*, pois oferece menor atraso na transferência dos pacotes e não opera com várias portadoras, simultaneamente, evitando o problema de degeneração por intermodulação e possibilitando a operação com valores mais elevados de potência, o que diminui a taxa de erro do enlace⁷.

As redes utilizando a técnica de *polling* (envio de mensagens de forma sequencial estação por estação, segundo uma ordem definida)⁷ não se aplicam para redes *VSAT*, pois o tempo de atraso na propagação dos sinais é muito grande, fazendo com que o tempo necessário para varrer todas as estações seja muito elevado, inviabilizando o processo. O tempo de atraso na propagação também é o que impede a utilização das técnicas que utilizam protocolos de passagem de ficha.

As técnicas de acesso da família *CSMA* possuem desempenho inversamente proporcional ao tempo de propagação na rede. Como numa rede *VSAT* o tempo de propagação é muito maior que o tempo de duração de um pacote, estes protocolos também são inviáveis.

Por este motivo, para grandes redes de comunicação via satélite, o mais indicado é a utilização de redes híbridas do tipo *DAMA* com *TDMA* ou com protocolos de contenção do tipo *ALOHA*, *S-ALOHA*, *R-ALOHA* e outros.

Embora tenham sido abordados apenas os principais protocolos, existem vários outros propostos. Pesquisadores ligados ao mercado de comunicação via satélite, de uso corporativo com estações *VSAT*, desenvolveram outras propostas, como, por exemplo: *BRAM* (*Broadcast Recognition Access Method*), *PDAMA* (*Packet-Demand Assignment Multiple Access*) e outros.

As técnicas *DAMA* oferecem maiores valores de vazão máxima, quando operam com pacotes de reserva muito menores que o de dados. Este tipo de solução é mais complexo e apresenta um atraso mínimo de transferência de pacotes igual a duas vezes o tempo de propagação da rede, mesmo que o tráfego seja muito baixo⁷.

Referências Bibliográficas

- ¹ Sklar, Bernard. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. 2nd Ed. Prentice Hall, Inc. 2000.
- ² Maral, G.; Bousquet, M.. *Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology*. 4th Ed.. John Wiley & Sons, Inc, 2002.
- ³ Roddy, Dennis. *Satellite Communications*. 3rd Ed.. Mc Graw-Hill, 2001.
- ⁴ Elbert, Bruce R. *The satellite communication applications handbook*. Artech House, Inc., 1997.
- ⁵ Gordon, Gary D. and Morgam, Walter L.; *Principles of Communications Satellite*; John Wiley & Sons, 1st edition (July 22, 1993).
- ⁶ Elbert, Bruce R. *Introduction to Satellite Communication*. 2nd Ed. Artech House, Inc., 1999.
- ⁷ Brito, J. M. C. *Múltiplo Acesso em Redes de Telecomunicações*. Dissertação de mestrado submetida à Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, 1998.
- ⁸ Ha, Tri Ti . *Digital Satellite Communications*. Macmillan Publishing Comp., 1986.
- ⁹ Roberts, L. *Dynamic Allocation of Satellite Capacity through Packet Reservation*. AFIPS Conf. Proc, vol. 42, june 1973, p. 711.
- ¹⁰ Binder, R. *A Dynamic Packet Switching System for Satellite Broadcast Channels*. Proc. Int. Conf. Commun, June 1975, pp. 41-1 - 41-5.

Capítulo 4

Análise do Comportamento Não Linear do *Transponder* de Satélite como Repetidor de Sinais de Rádio Freqüência

4.1. Introdução

O planejamento de um enlace via satélite deve levar em consideração tanto as relações portadora/ruído dos enlaces de subida e descida como também as características de não linearidade dos *transponders*.

A não linearidade de um *transponder* via satélite pode inviabilizar por completo um enlace, pois, dependendo da condição de operação, os produtos de intermodulação podem atingir valores elevados.

Esta análise em satélite é de grande importância, pois, como as distâncias envolvidas são muito grandes, as potências necessárias nos *links* devem ser maiores que as utilizadas em enlaces terrestres de microondas.

Em contrapartida, existe limitação de potência por parte das estações orbitais. Além de não contar com uma grande capacidade de fornecimento de energia, os satélites devem operar com *transponders* de alta eficiência, para minimizar os efeitos da dissipação de potência em órbita e para não onerar o tamanho da estrutura física, o que dificultaria o processo de lançamento.

Todas estas características fazem com que o satélite tenha seu desenvolvimento baseado em operações com níveis de potência iguais ao máximo admitido na condição de saturação. Esta exigência deixa de ser atendida, à medida que a forma de utilização do *transponder* contemple diferentes categorias de usuários e diferentes formas de múltiplos acessos.

No Capítulo 3 foram discutidas várias formas de multiacessar o satélite e aquela que permite explorar ao máximo a potência do satélite é a *TDMA*, pois emprega apenas uma portadora no *transponder*. Aliada às modulações baseadas em fase e frequência, este tipo de configuração nada sofre com produtos de intermodulação, permitindo que se opere na saturação. No entanto, são poucos os usuários que possuem tráfego que justifique uma única portadora operando em *TDMA*, em função da alta taxa de comunicação permitida por esta configuração.

Como o mais comum é dividir a banda total do *transponder* do satélite em sub-bandas e estas serem disponibilizadas a diferentes usuários, tem-se como principal forma de múltiplo acesso o *FDMA* que, com múltiplas portadoras, será altamente impactado pela não linearidade oferecida pelos *transponders*, exigindo que no planejamento do enlace esta condição seja levada em consideração.

Os amplificadores empregados nos *transponders* são denominados *TWTA* (*Travelling Wave Tubes Amplifiers*) ou *SSPA* (*Solid State Power Amplifiers*). Os amplificadores *TWTA* utilizam as válvulas de onda caminhante (*TWT*), enquanto os *SSPA* empregam transistores *FET*. Estas tecnologias estão presentes nos satélites em função da época em que foram lançados, da banda de frequências em que operam e da potência de transmissão.

Atualmente, as tecnologias para construção de amplificadores em microondas são sempre atreladas aos componentes de estado sólido, pelo fato de os mesmos apresentarem maiores eficiências, menor custo, maior facilidade de operação, maior durabilidade e menores dimensões, se comparados com as válvulas amplificadoras. Ainda existe a limitação de potência dos componentes de estado sólido, comparados com as válvulas, principalmente nas bandas *K*, *Ku* e *Ka*.

4.2. Representação da função de transferência dos *transponders*, através das séries de Taylor

Existem várias formas de representar a não linearidade oferecida por um *transponder*, cabendo aqui destacar: as séries de Taylor, as funções de Saleh, o modelo de Blum e Jeruchim, ou ainda as séries de Volterra. No entanto, este trabalho utiliza a série de Taylor para a representação do *transponder*, pois as válvulas *TWT* e os transistores com tecnologia *FET* apresentam distorções com predominância nos termos de terceira ordem, permitindo que a série seja truncada e oferecendo, com isso, poucos termos da série numérica¹. Estas características serão discutidas ao longo deste capítulo.

4.2.1. Função característica de transferência do *transponder*

Um amplificador ideal apresenta uma função de transferência de comportamento linear que pode ser descrita pela equação (4.1).

$$V_{out}(t) = K_1 \cdot V_{in}(t) \quad (4.1)$$

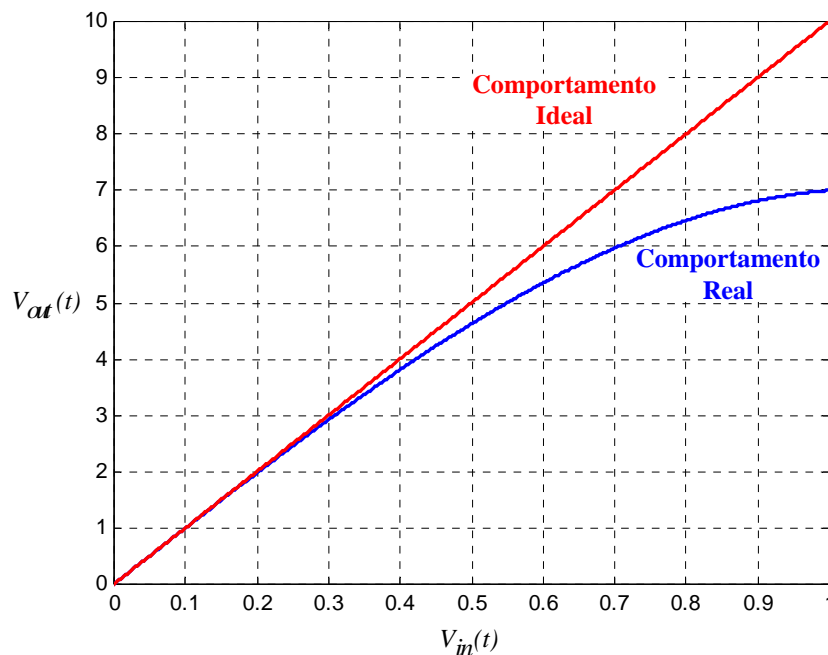


Figura 4.1. Função de transferência dos amplificadores na condição ideal e na condição real.

No entanto, na condição real de operação, a resposta de um amplificador é diferente, pois existe uma região não linear onde ocorre a saturação. Na condição de saturação, um incremento de nível de entrada não é agraciado com o mesmo ganho com que o sinal de entrada é amplificado na condição linear de operação. A Figura 4.1 apresenta duas curvas, com uma delas mostrando o comportamento linear e a outra o comportamento real.

Através da Figura 4.1 pode-se perceber que a curva real possui um comportamento linear de sua origem até um determinado valor de $V_{in}(t)$, onde se inicia a região de saturação. A partir deste ponto, fica bastante notório o comportamento não linear. Para representar este comportamento de forma mais próxima possível da realidade, será utilizada a série de Taylor, como enunciado na equação (4.2)¹.

$$V_{out}(t) = \sum_{j=1}^N K_n V_{in}^j(t) \quad (4.2)$$

A equação (4.2) escrita sem a representação de somatório, pode ser visualizada na equação (4.3), na forma:

$$V_{out}(t) = K_1 V_{in}(t) + K_2 V_{in}^2(t) + K_3 V_{in}^3(t) + K_4 V_{in}^4(t) + \dots + K_n V_{in}^N(t) \quad (4.3)$$

Esta série pode ser truncada, pois, para uma representação real, são necessários apenas alguns termos da aproximação, sendo que, em muitos casos, é suficiente considerar até o termo de sétima ordem. Existem casos em que os amplificadores podem ser representados com apenas dois ou três termos.

A equação (4.3) demonstra que na saída do amplificador existirá um sinal proveniente da influência dos termos quadrático, cúbico e de demais ordens. Esta condição é responsável pela geração de distorções de amplitude nos domínios da frequência, assim como provoca alterações na fase.

4.2.2. Análise do comportamento quadrático

Para analisar a aproximação quadrática será utilizada a função de transferência apresentada na equação (4.4):

$$V_{out}(t) = K_1 V_{in}(t) + K_2 V_{in}^2(t) \quad (4.4)$$

Aplicando-se um sinal de entrada cossenoidal com amplitude A_I e frequência angular ω_I , tem-se, na saída da estrutura, o sinal representado pela equação (4.5).

$$V_{out}(t) = K_1 A_1 \cos \omega_1 t + \frac{K_2 A_1^2}{2} + \frac{K_2 A_1^2}{2} \cos(2\omega_1 t) \quad (4.5)$$

O sinal de saída é composto por três termos, sendo o primeiro termo resultado do ganho linear e que reproduz o sinal de entrada com ganho K_1 e os segundo e terceiro termos representam distorções. O segundo termo é uma componente *DC* enquanto que o terceiro termo faz o papel da segunda componente harmônica².

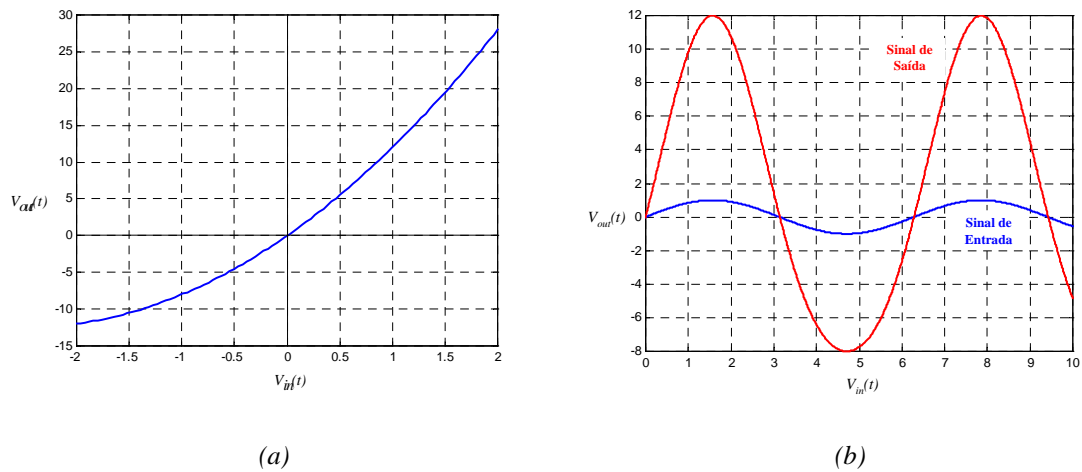


Figura 4.2. (a) Função de transferência com comportamento quadrático; (b) Formas de onda de entrada e saída no domínio do tempo.

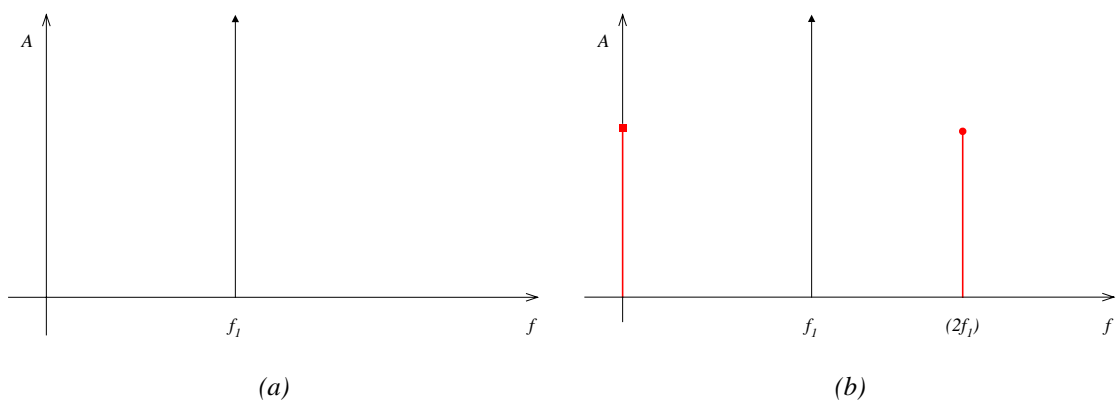


Figura 4.3. (a) Espectro de frequência na entrada; (b) Espectro de frequência na saída.

A Figura 4.2 (a) apresenta a função de transferência da equação (4.4), onde é possível notar o comportamento não linear. A Figura 4.2 (b) apresenta a forma de

onda dos sinais de entrada e saída, enquanto que as Figuras 4.3 (a) e (b) as componentes dos sinais de entrada e saída no domínio da frequência, respectivamente. Neste caso é bastante notório as distorções geradas pela não linearidade, resultando na degradação do sinal.

Existem vários parâmetros que definem a linearidade de um amplificador, sendo um deles o ponto de interseção de segunda ordem. O ponto de interseção de segunda ordem é definido pelo valor de tensão na entrada ou na saída em que a componente do segundo harmônico assume amplitude igual à da portadora fundamental. Através da equação (4.5) pode-se afirmar que o ponto de interseção de segunda ordem pode ser calculado para o valor de A_1 em que o primeiro termo assume a mesma amplitude máxima que o terceiro termo, ou seja, a segunda harmônica com a mesma amplitude que a fundamental. Esta condição pode ser visualizada através da Figura 4.4.

$$K_1 A_1 = \frac{K_2 A_1^2}{2} \Rightarrow A_1 = \frac{2 \cdot K_1}{K_2} \quad (4.6)$$

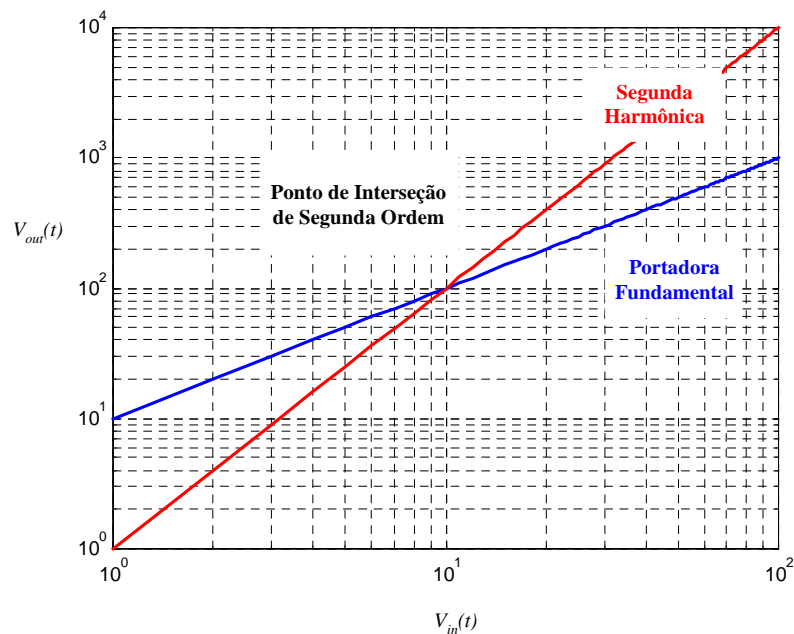


Figura 4.4. Ponto de interseção de segunda ordem em uma estrutura não linear.

A equação (4.6) mostra qual é a condição fixada entre as amplitudes do sinal na entrada e na saída do amplificador que leva ao ponto de interseção de segunda ordem.

4.2.3. Análise do comportamento cúbico

Na série de Taylor, a componente cúbica é de grande relevância, como será apresentado para sinais com número de portadora $N > 1^3$. No entanto, este estudo inicial permitirá analisar o ponto de interseção de terceira ordem. Inicialmente, será utilizada a equação (4.7) para representação de um amplificador com distorções de terceira ordem.

$$V_{out}(t) = K_1 V_{in}(t) + K_3 V_{in}^3(t) \quad (4.7)$$

Aplicando-se um sinal de entrada cossenoidal, com amplitude A_1 e frequência angular ω_1 , tem-se, na saída da estrutura eletrônica, o sinal representado pela equação (4.8).

$$V_{out}(t) = K_1 A_1 \cos \omega_1 t + \frac{3}{4} K_3 A_1^3 \cos(\omega_1 t) + \frac{1}{4} K_3 A_1^3 \cos(3\omega_1 t) \quad (4.8)$$

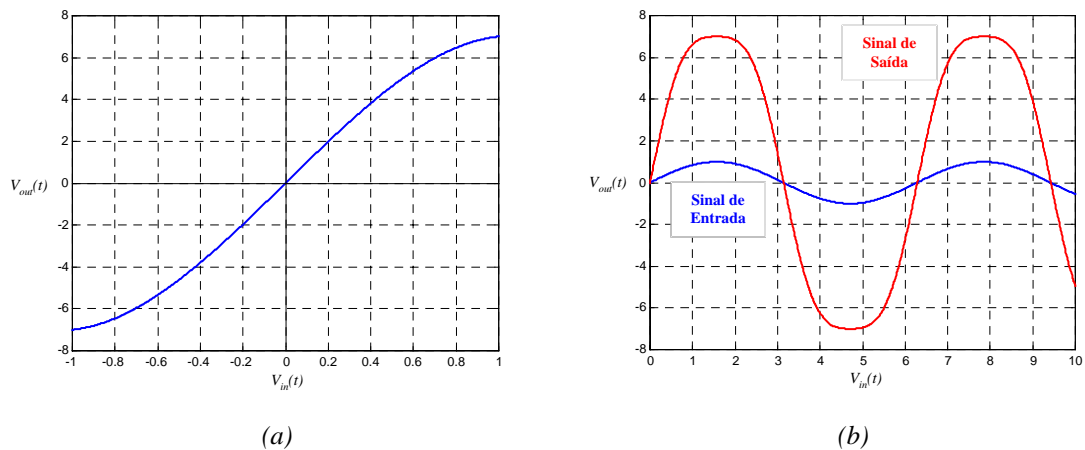


Figura 4.5. (a) Função de transferência com comportamento cúbico; (b) Formas de onda de entrada e saída no domínio do tempo.

A função característica representada pela equação (4.8) pode ser visualizada, graficamente, através da Figura 4.5 (a) e os sinais no domínio do tempo da entrada e da saída do amplificador são apresentados na Figura 4.5 (b).

A Figura 4.5 (a) foi traçada, considerando-se o ganho de terceira ordem negativo, como realmente ocorre nos amplificadores de *RF*. Conseqüentemente, a função característica mostra uma compressão de ganho à medida que a tensão de entrada aumenta. Este efeito pode ser visualizado no domínio do tempo, através da forma de onda de saída que apresenta uma cossenóide distorcida em seus picos, na Figura 4.5 (b). Além desta linha de raciocínio, pode-se realizar a análise deste efeito, através da equação que representa a função de transferência.

O segundo termo da equação (4.8) é uma componente na mesma frequência da fundamental, mas com amplitude negativa, pois nos amplificadores tem-se ($-K_3$). Sendo assim, esta parcela reduzirá a amplitude da fundamental, justificando, desta forma, a compressão de ganho que depende da amplitude da portadora.

A Figura 4.6 (a) e (b) mostra o espectro de frequência na saída, com o produto de intermodulação de terceira ordem, tendo sido aplicado na entrada um sinal cosenooidal puro.

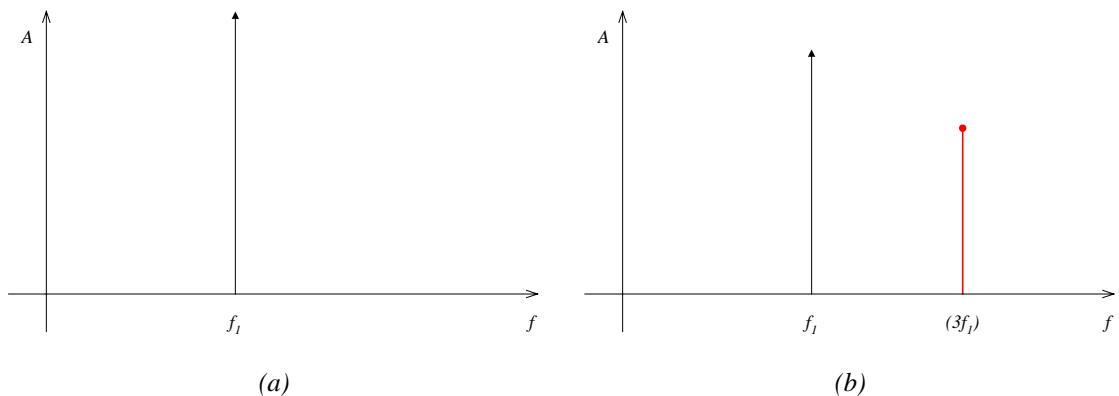


Figura 4.6. (a) Espectro de frequências na entrada; (b) Espectro de frequências na saída.

Outro parâmetro que permite medir a linearidade é o ponto de interseção de terceira ordem, definido como sendo o valor de tensão, na entrada ou na saída, em que a amplitude da terceira harmônica é igual à amplitude da fundamental. Esta condição pode ser visualizada na Figura 4.7⁴.

Os pontos de interseção de segunda ordem e de terceira ordem são de grande valia na determinação dos produtos de intermodulação, mas, infelizmente, não são apresentados pelos operadores de satélites, para descrição dos *transponders*. No entanto, os amplificadores empregados para estações de *up-link* são especificados com estes parâmetros. Embora não ocorra em grande escala, algumas estações utilizam um único *HPA* para amplificar várias portadoras, simultaneamente; condição esta onde a análise de intermodulação se faz de grande importância. Em muitos casos, esta prática demanda o uso de sistemas pré corretores de intermodulação, no intuito de otimizar a utilização dos amplificadores.

Como este trabalho se destina a analisar a degeneração da relação portadora/ruído, em função da presença dos produtos de intermodulação, esta abordagem ficará como sugestão para outros trabalhos nesta área.

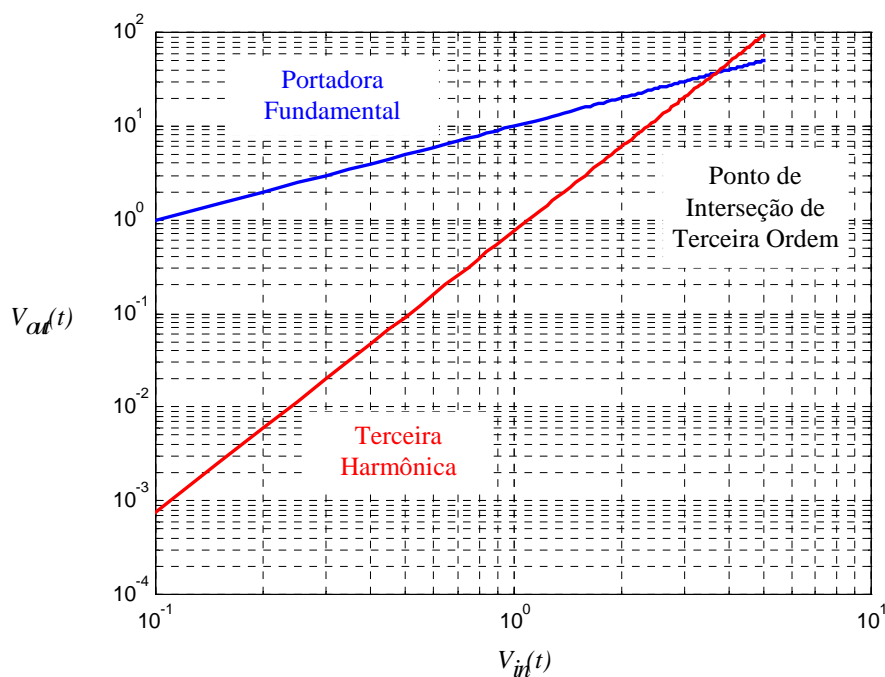


Figura 4.7. Ponto de interseção de terceira ordem em uma estrutura não linear.

4.2.4. Ponto de Compressão de 1dB

O ponto de compressão de 1dB é definido como sendo a tensão, na entrada ou saída, em que a curva real, com comportamento não linear, está 1dB abaixo da curva

considerada ideal (termo linear da função de transferência). Matematicamente, o valor de $1dB$ é encontrado, impondo-se a condição apresentada na equação (4.9).

$$20 \cdot \log \left[\frac{K_1 V_{in}(t)}{K_1 V_{in}(t) + K_2 V_{in}^2(t) + K_3 V_{in}^3(t) + K_4 V_{in}^4(t) + \dots + K_n V_{in}^n(t)} \right] = 1 (dB) \quad (4.9)$$

O ponto de compressão de $1dB$ varia de acordo com a série que representa o amplificador analisado e com o número e amplitude das portadoras. Por este motivo, a ferramenta computacional que será abordada no Capítulo 6 realiza o cálculo do ponto de compressão de $1dB$ em função da comparação direta de valores entre a curva ideal e a curva real. Este roteiro numérico garante a obtenção dos valores com precisão, sem o desenvolvimento de equações matemáticas complexas.

A Figura 4.8 apresenta o ponto de compressão de $1dB$ na função de transferência de um dado amplificador. O ponto de compressão de $1dB$ é empregado em um grande número de sistemas, para definir a máxima potência de operação ou, ainda, a potência de saturação. Nos satélites, a operação em máxima potência ocorre, normalmente, acima do ponto de $1dB$, com valores que podem variar de $4dB$ a $6dB$, no intuito de que seja obtido o máximo desempenho da estrutura⁵.

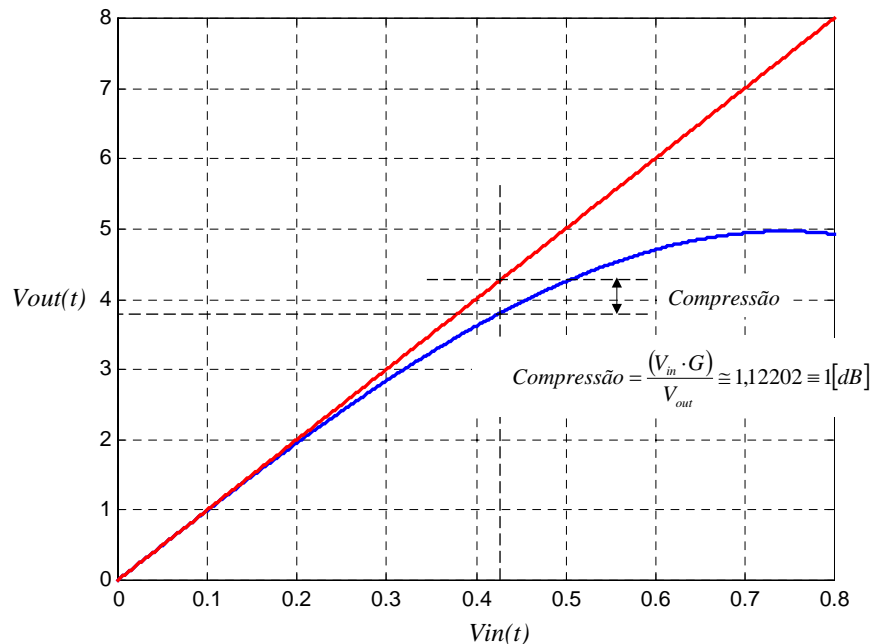


Figura 4.8. Curva de um dado amplificador com a indicação do ponto de compressão de $1dB$.

4.2.5. Produtos de intermodulação de ordens elevadas

Um teste de grande importância para amplificadores é o teste com o sinal de dois tons, pois permite identificar e medir com facilidade os produtos de intermodulação das mais diferentes ordens. Além disso, o sinal de dois tons submete os amplificadores a uma grande variação no seu envelope, fazendo com que a função característica de transferência seja explorada ao longo de toda sua extensão. A Figura 4.9 (a) e (b) apresenta o sinal de dois tons no domínio do tempo e da frequência, respectivamente.

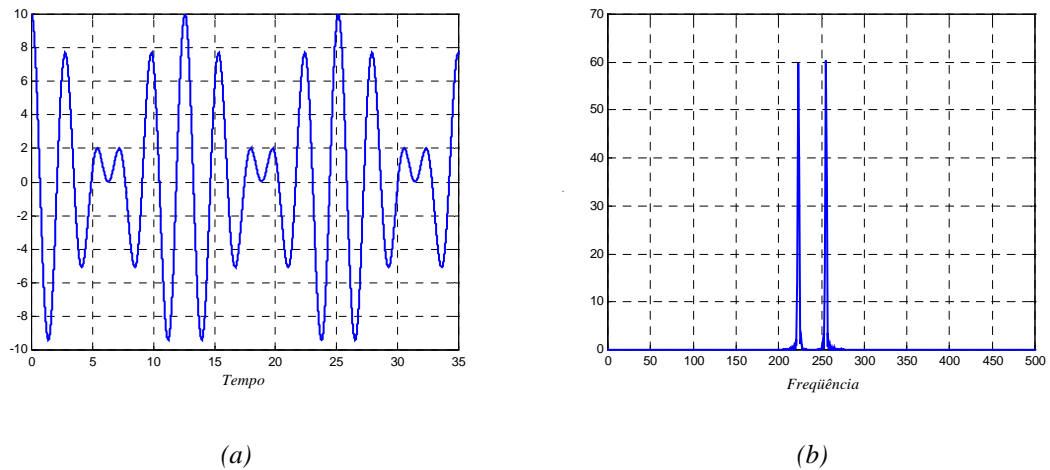


Figura 4.9. Sinal de dois tons: (a) No domínio do tempo; (b) No domínio da frequência.

Com o sinal de dois tons aplicado a um amplificador é possível visualizar tanto os produtos harmônicos como os produtos de intermodulação das mais diversas ordens, dependendo do desempenho do equipamento que está sendo testado. O sinal de dois tons aplicado a um amplificador não linear apresentará, em sua saída, o sinal descrito pela equação (4.10) truncada no termo de terceira ordem. O sinal de dois tons será composto por duas cossenóides com amplitudes A_1 e A_2 e frequências angulares ω_1 e ω_2 , respectivamente.

Na Figura 4.10 está todo o possível espectro na saída do amplificador, com componentes de intermodulação de ordem ímpar e par até a sétima ordem. Alguns pontos importantes podem ser visualizados neste espectro de frequências.

$$\begin{aligned}
V_{out}(t) = & \frac{K_2 A_1^2}{2} + \frac{K_2 A_2^2}{2} + && \text{Componente DC} \\
& + K_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2) \cdot t && 2^{\text{a}} \text{ Ordem} \\
& - \frac{3}{4} K_3 A_1^2 A_2 \cos(2\omega_1 - \omega_2) \cdot t + && 3^{\text{a}} \text{ Ordem} \\
& + K_1 A_1 \cos \omega_1 t + && \text{Fundamental} \\
& - \frac{3}{4} K_3 A_1^3 \cos \omega_1 t + && 3^{\text{a}} \text{ Ordem}^{\text{I}} \\
& - \frac{6}{4} K_3 A_1 A_2^2 \cos \omega_1 t + && 3^{\text{a}} \text{ Ordem}^{\text{I}} \\
& + K_1 A_2 \cos \omega_2 t + && \text{Fundamental} \\
& - \frac{3}{4} K_3 A_2^3 \cos \omega_2 t + && 3^{\text{a}} \text{ Ordem}^{\text{I}} \\
& - \frac{6}{4} K_3 A_1^2 A_2 \cos \omega_2 t + && 3^{\text{a}} \text{ Ordem}^{\text{I}} \\
& - \frac{3}{4} K_3 A_1 A_2^2 \cos(2\omega_2 - \omega_1) \cdot t + && 3^{\text{a}} \text{ Ordem} \\
& + \frac{1}{2} K_2 A_1^2 \cos(2\omega_1) \cdot t + && 2^{\text{a}} \text{ Ordem} \\
& + K_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 + \omega_2) \cdot t + && 2^{\text{a}} \text{ Ordem} \\
& + \frac{1}{2} K_2 A_2^2 \cos(2\omega_2) \cdot t + && 2^{\text{a}} \text{ Ordem} \\
& - \frac{1}{4} K_3 A_1^3 \cos(3\omega_1) \cdot t + && 3^{\text{a}} \text{ Ordem} \\
& - \frac{3}{4} K_3 A_1^2 A_2 \cos(2\omega_1 + \omega_2) \cdot t + && 3^{\text{a}} \text{ Ordem} \\
& - \frac{3}{4} K_3 A_1 A_2^2 \cos(2\omega_2 + \omega_1) \cdot t + && 3^{\text{a}} \text{ Ordem} \\
& - \frac{1}{4} K_3 A_2^3 \cos(3\omega_2) \cdot t + \dots && 3^{\text{a}} \text{ Ordem}
\end{aligned} \tag{4.10}$$

¹ Este produto está indicado como um produto de terceira ordem, pois é originado do termo cúbico da série de Taylor.

Inicialmente, vemos que existem regiões específicas do espectro, na saída do amplificador, que podem ser denominadas de zona *DC*, zona fundamental e zonas referentes a cada harmônica.

Na zona *DC* estão apenas os componentes de intermodulação resultantes dos termos de ordem par, ou seja, o termo *DC* e as intermodulações decorrentes das diferenças entre as componentes fundamentais.

Na zona de segunda harmônica ocorre o mesmo que na zona *DC*, existindo apenas as intermodulações com frequências resultantes da soma entre as fundamentais, resultantes dos termos de ordem par e as segundas harmônicas.

Estes termos pares são de pequena amplitude, devido à natureza das componentes envolvidas e, além disso, ocorrem fora da zona fundamental, o que facilita sobremaneira a filtragem dos mesmos. Na realidade, esta eliminação é quase que natural em função dos circuitos de sintonia e casamento de impedâncias utilizados nos amplificadores *TWTA* e *SSPA*⁶.

Na zona da terceira harmônica estão os produtos de intermodulação de ordens ímpares, resultantes da soma. Esta região espectral também não é relevante, pelos mesmos motivos da zona de segunda harmônica.

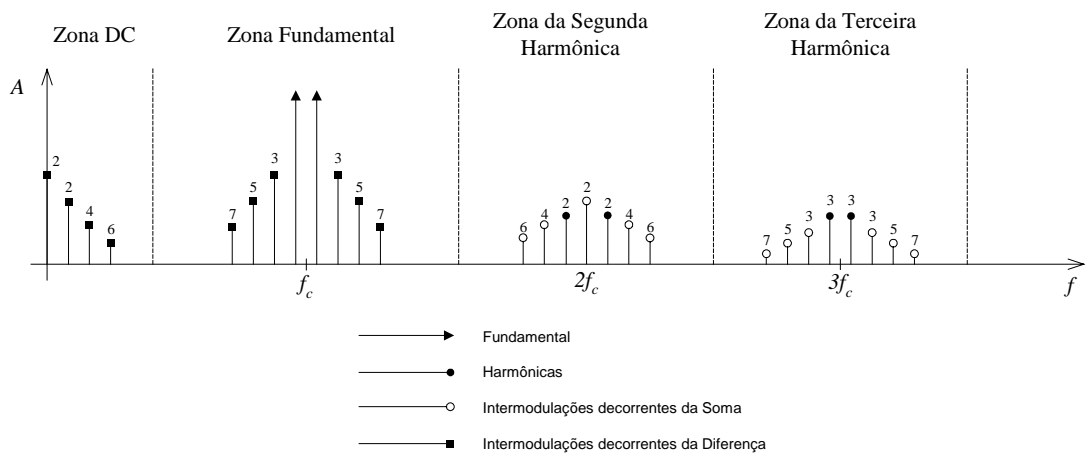


Figura 4.10. Resposta de frequência na saída de um amplificador no teste de dois tons, com todas as possibilidades de intermodulação.

A zona de maior importância é a zona fundamental, onde estão todas as frequências fundamentais e os produtos de intermodulação de ordem ímpar decorrentes

das subtrações entre as componentes fundamentais. Nesta região espectral, os produtos de intermodulação mais relevantes são os de terceira ordem, pois são os mais próximos das portadoras e os que oferecem maiores amplitudes.

Por esta razão, este trabalho irá considerar os produtos de terceira ordem para determinação da relação portadora/ruído de intermodulação, sem nenhum prejuízo da validade do cálculo, pois estes serão os produtos que realmente limitarão a utilização dos *transponders* em potências elevadas, com várias portadoras.

4.2.6. Conversões *AM-AM* e *AM-PM* em amplificadores não lineares

A não linearidade dos amplificadores afeta pontos de grande relevância na análise dos sinais que por eles trafegam.

Nos amplificadores uma variação de amplitude na entrada é transferida para saída, mas afetada pela função de transferência do amplificador. Este tipo de efeito é conhecido como conversão *AM-AM*, pois trata-se do efeito causado pelo amplificador, na conversão de amplitude de entrada para saída.

No entanto, a variação de amplitude na entrada do amplificador pode causar variações de fase do sinal de saída, ou seja, a modulação de amplitude contida no sinal de entrada pode resultar em uma modulação de fase do sinal de saída. Esta característica é denominada conversão *AM-PM*. A Figura 4.11 mostra, de forma bastante resumida, a forma como estes dois efeitos podem se apresentar.

As conversões *AM-AM* e *AM-PM* são de grande importância na representação de todo amplificador. Considerando, na entrada, um sinal cossenoidal com amplitude A_1 , com frequência angular ω_1 e com fase inicial θ , tem-se, na saída do amplificador, um sinal afetado em amplitude e fase, como mostrado pela equação (4.12)¹:

$$V_{in}(t) = A_1 \cos(\omega_1 t + \theta) \quad (4.11)$$

$$V_{out}(t) = f(A) \cos(\omega_1 t + \theta + g(A)) \quad (4.12)$$

onde $f(A)$ descreve a conversão *AM-AM* da função característica não linear do amplificador e $g(A)$ descreve a conversão *AM-PM*.

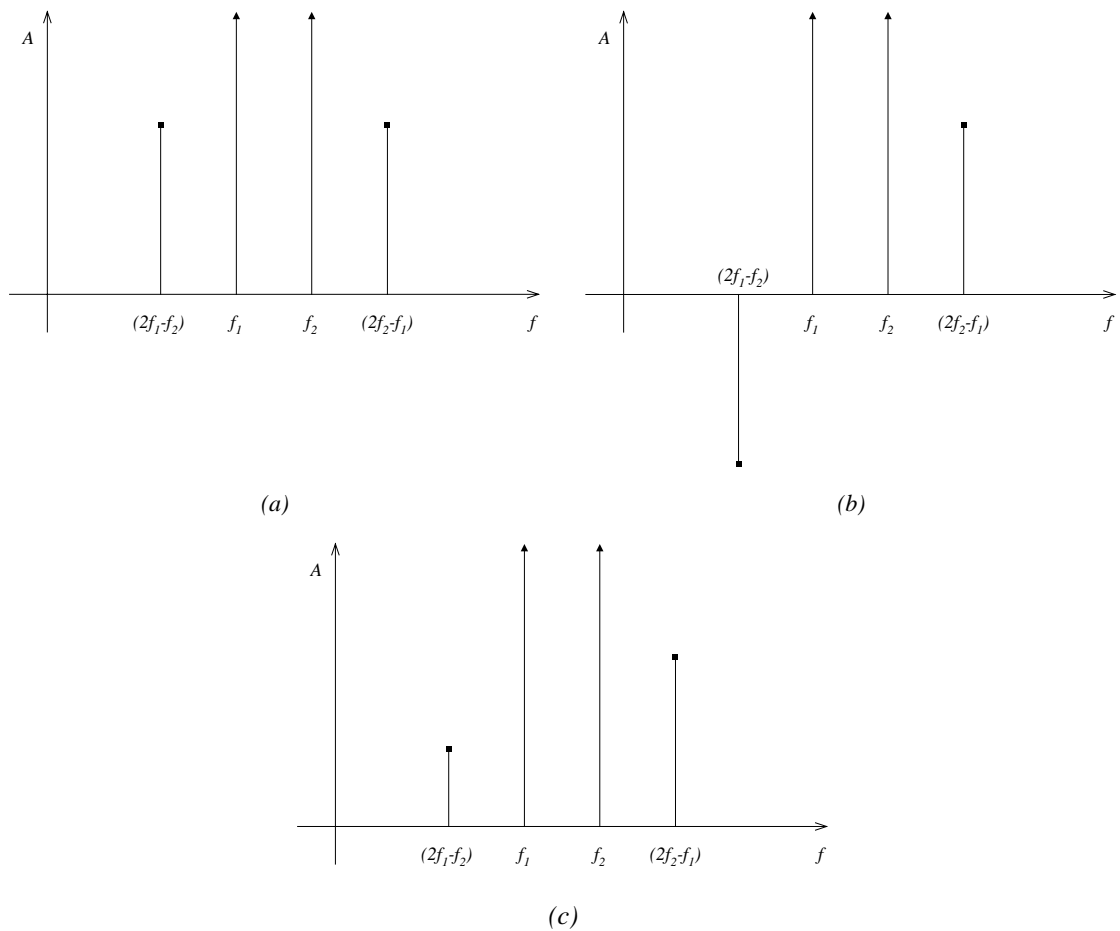


Figura 4.11. (a) Intermodulação proveniente de conversão AM-AM; (b) Intermodulação proveniente de conversão AM-PM; (c) Intermodulação resultante de conversões AM-AM e AM-PM simultâneas.

Esta análise pode ser estendida a sinais modulados como apresentado na equação (4.13):

$$V_{in}(t) = A_1(t) \cos[\omega_1 t + \theta(t)] \quad (4.13)$$

onde $A(t)$ descreve o envelope modulado presente na portadora e $\theta(t)$ as variações de fase e, conseqüentemente, de frequência proporcionadas pela modulação. O sinal distorcido na saída é apresentado na equação (4.14).

$$V_{out}(t) = f(A(t)) \cos[\omega_1 t + \theta(t) + g(A(t))] \quad (4.14)$$

Para implementação de estruturas empregadas em pré-correção de intermodulações, a análise de fase é de grande importância, pois o cancelamento dos produtos

de intermodulação só ocorre se forem alcançadas as fases conjugadas de cada produto que se deseja cancelar.

Como este trabalho tem a intenção de determinar apenas a relação portadora/ruído (*Carrier/Noise*) de intermodulação, será realizada apenas a análise em amplitude, no intuito de simplificar o desenvolvimento das equações.

4.3. Determinação dos níveis de intermodulação

Como comentado anteriormente, dado o uso relevante demandado em muitas aplicações tecnológicas atuais, serão considerados apenas os produtos de intermodulação de terceira ordem, por serem os mais importantes nos *TWTA* e *SSPA*. Além disso, os tópicos que serão trabalhados na sequência abordarão apenas os termos de amplitude.

4.3.1. Lema da não coincidência

Antes de iniciar a análise de múltiplas portadoras trafegando pelos *transponders*, é importante considerar a forma de se realizar a disposição dos mesmos, ao longo do espectro útil do canal de satélite⁴.

A Figura 4.12 (a) apresenta n portadoras ocupando um determinado canal, com um distanciamento Δ_i entre cada uma delas. Estes sinais, ao trafegarem de forma simultânea por uma estrutura não linear, são afetados por produtos de intermodulação que estarão dispostos ao longo do espectro de frequências, em função da posição de cada uma das componentes.

Analisando e simulando diferentes disposições espectrais para um número genérico de portadoras, é possível verificar que os produtos de intermodulação podem ser gerados em posições coincidentes, se o distanciamento entre as portadoras fundamentais forem sempre os mesmos.

Esta condição em muito prejudica o canal, pois provoca a redução da relação portadora/ruído de intermodulação. Para minimizar este efeito deve-se adotar distanciamentos diferentes entre as portadoras, como será enunciado no *Lema 1 – Não coincidência*:

Na Figura 4.12 (b) tem-se a indicação do distanciamento entre uma portadora de referência e as demais portadoras da banda, representado por δ_i . A não coincidência dos produtos de intermodulação em posições idênticas ao longo do espectro só é totalmente atendida se os valores de δ_i não forem múltiplos inteiros um dos outros.

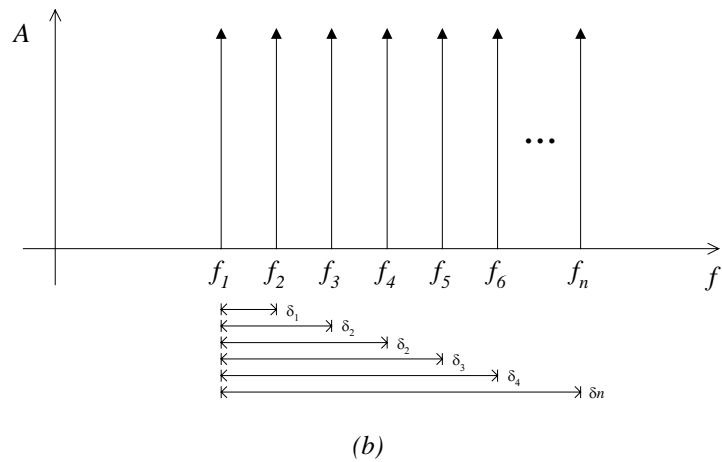
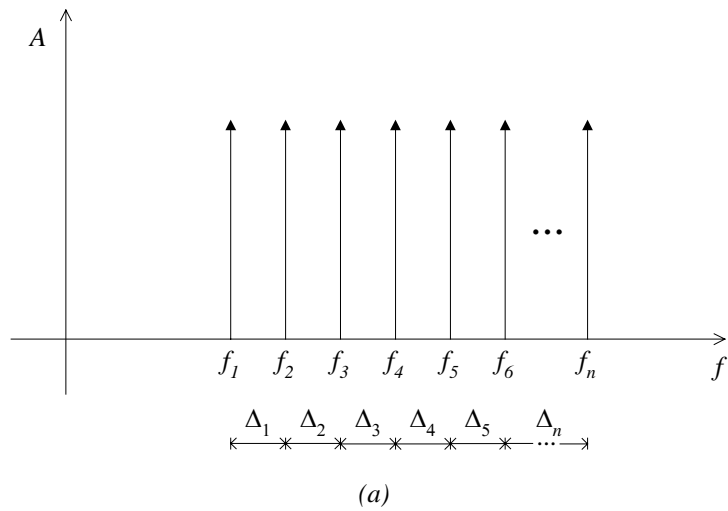


Figura 4.12. Portadoras dispostas na banda de um canal multi-acessado.

Sem a pretensão inicial, neste estudo, de elaborar um resultado original na literatura, foram realizadas simulações e extensivos cálculos analíticos permitindo enunciar o:

Lema 1 – Não Coincidência: Considere o tráfego de N portadoras múltiplas pelo transponder de um satélite. Seja $I = \{1, 2, 3, \dots, N\} \subset \mathbf{N}$ e f_i a frequência de cada

portadora, $i \in I$. Se $\Delta_i = f_{i+1} - f_i$, $i \in I - \{N\}$ é o espaçamento entre elas, então existe a não coincidência dos produtos de intermodulação se e somente se:

$$\Delta_i \neq \Delta_j \quad \forall \quad i \neq j \quad ; \quad i, j \in \{I\} \quad (4.15)$$

$$\frac{\delta_i}{\delta_j} = \alpha \quad ; \quad \alpha \notin \mathbf{N}^* \quad (4.16)$$

Como verificações analíticas não são o alvo principal deste trabalho, a demonstração deste lema está feita em um caso particular, sem perdas de generalidades, no Apêndice C. ■

Nos próximos itens, levaremos em consideração o cálculo da relação portadora/ruído de intermodulação, nas condições extremas.

4.3.2. Produtos de intermodulação com duas portadoras

Através das equações (4.17) e (4.18) pode-se obter o sinal, na saída de um *transponder*, de comportamento não linear, resultando na equação (4.19).

$$V_{in}(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t \quad (4.17)$$

$$V_{out}(t) = K_1 V_{in}(t) - K_3 V_{in}^3(t) \quad (4.18)^{II}$$

$$\begin{aligned} V_{out}(t) = & -\frac{3}{4} K_3 A_1^2 A_2 \cos(2\omega_1 - \omega_2) \cdot t + K_1 A_1 \cos \omega_1 t - \frac{3}{4} K_3 A_1^3 \cos \omega_1 t + \\ & -\frac{6}{4} K_3 A_1 A_2^2 \cos \omega_1 t + K_1 A_2 \cos \omega_2 t - \frac{3}{4} K_3 A_2^3 \cos \omega_2 t + \\ & -\frac{6}{4} K_3 A_1^2 A_2 \cos \omega_2 t - \frac{3}{4} K_3 A_1 A_2^2 \cos(2\omega_2 - \omega_1) \cdot t + \\ & -\frac{1}{4} K_3 A_1^3 \cos(3\omega_1) \cdot t - \frac{3}{4} K_3 A_1^2 A_2 \cos(2\omega_1 + \omega_2) \cdot t + \\ & -\frac{3}{4} K_3 A_1 A_2^2 \cos(2\omega_2 + \omega_1) \cdot t - \frac{1}{4} K_3 A_2^3 \cos(3\omega_2) \cdot t \end{aligned} \quad (4.19)$$

^{II} Este é um caso largamente apresentado nos estudos de não linearidade de canais em comunicações digitais, para uso em enlaces de rádio para comunicação de dados.

Os termos com frequências em $3\omega_1$, $3\omega_2$, $(2\omega_1+\omega_2)$ e $(2\omega_2+\omega_1)$ fazem parte da zona de terceiro harmônico e, portanto, não serão levados em consideração para determinação da relação portadora/ruído de intermodulação.

Neste caso, deve ser considerado para o cálculo a relação de amplitudes do produto $(2\omega_1-\omega_2)$ ou $(2\omega_2-\omega_1)$, comparada com aquela de uma das portadoras envolvidas, resultando na equação (4.20), que estabelece a relação portadora/ruído de intermodulação, para este caso.

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{IMD} = \frac{\left|K_1 A_1 - \frac{3}{4} K_3 A_1^3 - \frac{6}{4} K_3 A_1 A_2^2\right|}{\left|\frac{3}{4} K_3 A_1^2 A_2\right|} \quad (4.20)$$

Na equação (4.20) foi feita a relação em módulo entre a amplitude da portadora de frequência ω_1 com o produto de intermodulação com frequência $(2\omega_1-\omega_2)$. O mesmo resultado seria obtido se o nível do produto de intermodulação com frequência de $(2\omega_2+\omega_1)$ fosse comparado com a portadora com frequência angular ω_2 , considerando portadoras fundamentais com a mesma amplitude. Caso as amplitudes das portadoras não sejam iguais à equação (4.20), considera-se que a portadora com frequência angular ω_1 é a de maior amplitude. Acrescenta-se ainda que são considerados os produtos de intermodulação de maior amplitude que comparecem na banda vestigial da portadora em análise.

O numerador da equação (4.20) demonstra que a portadora comparece com nível reduzido em função de produtos com frequência ω_1 gerados pelo termo não linear de terceira ordem. Esta condição retrata, matematicamente, a compressão de ganho das portadoras que trafegam pelo *transponder*. A equação ainda demonstra que a relação portadora/ruído será reduzida com o aumento da amplitude das portadoras.

Se as duas portadoras em questão operarem com a mesma amplitude, isto é: $A_1=A_2=A$, a equação (4.20) resultará na (4.21).

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{IMD} = \frac{\left|K_1 - \frac{9}{4} K_3 A^2\right|}{\left|\frac{3}{4} K_3 A^2\right|} \quad (4.21)$$

A relação (4.21) pode ser colocada em um contexto genérico, o que será alvo de um outro resultado inédito da literatura a ser enunciado no *Lema 2*.

4.3.3. Produtos de intermodulação com três portadoras

Nesta condição, o sinal de entrada apresentado pela equação (4.22) será aplicado ao *transponder* com comportamento dado pela equação (4.18) e o sinal de saída tem a representação dada pela equação (4.23).

$$V_{in}(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t + A_3 \cos \omega_3 t \quad (4.22)$$

$$\begin{aligned} V_{out}(t) = & -\frac{3}{4} K_3 A_1^2 A_3 \cos(2\omega_1 - \omega_3) \cdot t - \frac{6}{4} K_3 A_1 A_2 A_3 \cos(\omega_1 + \omega_2 - \omega_3) \cdot t + \\ & -\frac{3}{4} K_3 A_2^2 A_3 \cos(2\omega_2 - \omega_3) \cdot t - \frac{3}{4} K_3 A_1^2 A_2 \cos(2\omega_1 - \omega_2) \cdot t + \\ & + K_1 A_1 \cos \omega_1 t - \frac{3}{4} K_3 A_1^3 \cos \omega_1 t - \frac{6}{4} K_3 A_1 A_2^2 \cos \omega_1 t + \\ & -\frac{6}{4} K_3 A_1 A_3^2 \cos \omega_1 t + K_1 A_2 \cos \omega_2 t - \frac{3}{4} K_3 A_2^3 \cos \omega_2 t + \\ & -\frac{6}{4} K_3 A_1^2 A_2 \cos \omega_2 t - \frac{6}{4} K_3 A_2 A_3^2 \cos \omega_2 t - \frac{3}{4} K_3 A_1 A_2^2 \cos(2\omega_2 - \omega_1) \cdot t + \\ & -\frac{6}{4} K_3 A_1 A_2 A_3 \cos(\omega_1 - \omega_2 + \omega_3) \cdot t + K_1 A_3 \cos \omega_3 t - \frac{3}{4} K_3 A_3^3 \cos \omega_3 t + \\ & -\frac{6}{4} K_3 A_1^2 A_3 \cos \omega_3 t - \frac{6}{4} K_3 A_2^2 A_3 \cos \omega_3 t + \\ & -\frac{6}{4} K_3 A_1 A_2 A_3 \cos(\omega_1 - \omega_2 - \omega_3) \cdot t - \frac{3}{4} K_3 A_2 A_3^2 \cos(2\omega_3 - \omega_2) \cdot t + \\ & -\frac{3}{4} K_3 A_1 A_3^2 \cos(2\omega_3 - \omega_1) \cdot t - \frac{1}{4} K_3 A_1^3 \cos(3\omega_1) \cdot t + \\ & -\frac{3}{4} K_3 A_1^2 A_2 \cos(2\omega_1 + \omega_2) \cdot t - \frac{3}{4} K_3 A_1 A_2^2 \cos(2\omega_2 + \omega_1) \cdot t + \\ & -\frac{1}{4} K_3 A_2^3 \cos(3\omega_2) \cdot t - \frac{3}{4} K_3 A_1^2 A_3 \cos(2\omega_1 + \omega_3) \cdot t + \\ & -\frac{6}{4} K_3 A_1 A_2 A_3 \cos(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3) \cdot t - \frac{3}{4} K_3 A_2^2 A_3 \cos(2\omega_2 + \omega_3) \cdot t + \\ & -\frac{3}{4} K_3 A_1 A_3^2 \cos(2\omega_3 + \omega_1) \cdot t - \frac{3}{4} K_3 A_2 A_3^2 \cos(2\omega_3 + \omega_2) \cdot t + \\ & -\frac{1}{4} K_3 A_3^3 \cos(3\omega_3) \cdot t \end{aligned} \quad (4.23)$$

Nesta condição, deve-se levar em consideração o *Lema 1 – Não Coincidência*, a fim de satisfazer às condições de máxima e mínima degeneração. Sobre esta condição, tem-se que a relação portadora/ruído assumirá valor minimizado.

Quando o número de portadoras é superior a dois, as possibilidades aumentam, consideravelmente, pois ocorrem diversas combinações de níveis. As três portadoras podem assumir níveis maiores, menores ou intermediários. Por este motivo, o valor da relação portadora/ruído é representado pelas equações (4.24a), (4.24b) e (4.24c), considerando sempre a portadora 1 como sendo a de maior amplitude. Para implementação de cálculos em rotinas de programas, a solução mais recomendada é que as três formas sejam utilizadas, sendo levado em consideração para o resultado final aquele de menor valor.

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{IMD} = \frac{\left|K_1 A_1 - \frac{3}{4} K_3 A_1^3 - \frac{6}{4} K_3 A_1 A_2^2 - \frac{6}{4} K_3 A_1 A_3^2\right|}{\left|\frac{6}{4} K_3 A_1 A_2 A_3\right|} \quad (4.24a)$$

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{IMD} = \frac{\left|K_1 A_1 - \frac{3}{4} K_3 A_1^3 - \frac{6}{4} K_3 A_1 A_2^2 - \frac{6}{4} K_3 A_1 A_3^2\right|}{\left|\frac{3}{4} K_3 A_1^2 A_2\right|} \quad (4.24b)$$

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{IMD} = \frac{\left|K_1 A_1 - \frac{3}{4} K_3 A_1^3 - \frac{6}{4} K_3 A_1 A_2^2 - \frac{6}{4} K_3 A_1 A_3^2\right|}{\left|\frac{3}{4} K_3 A_1^2 A_3\right|} \quad (4.24c)$$

Considerando as três portadoras de mesma amplitude, isto é: $A_1=A_2=A_3=A$ e, fazendo uso da relação (4.24a), tem-se a relação portadora/ruído dada por (4.25):

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{IMD} = \frac{\left|K_1 - \frac{15}{4} K_3 A^2\right|}{\left|\frac{6}{4} K_3 A^2\right|} \quad (4.25)$$

Na pior situação, onde as condições (4.15) e (4.16), impostas pelo *Lema 1 – Não Coincidência*, não estiverem verificadas, a relação portadora/ruído será dada pela equação (4.26), considerando a portadora 1 como sendo a de maior amplitude.

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{IMD} = \frac{\left|K_1 A_1 - \frac{3}{4} K_3 A_1^3 - \frac{6}{4} K_3 A_1 A_2^2 - \frac{6}{4} K_3 A_1 A_3^2\right|}{\left|\frac{3}{4} K_3 A_1^2 A_2 + \frac{6}{4} K_3 A_1 A_2 A_3\right|} \quad (4.26)$$

Com as portadoras trabalhando com a mesma amplitude, a equação (4.26) resulta na equação (4.27).

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{IMD} = \frac{\left|K_1 - \frac{15}{4} K_3 A^2\right|}{\left|\frac{9}{4} K_3 A^2\right|} \quad (4.27a)$$

Ou alternativamente,

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{IMD} [dB] = 20 \cdot \log \left[\frac{\left|K_1 - \frac{15}{4} K_3 A^2\right|}{\left|\frac{9}{4} K_3 A^2\right|} \right] \quad (4.27b)$$

4.3.4. Produtos de intermodulação com cinco portadoras

Com o aumento do número de portadoras, tem-se uma diversidade cada vez maior de combinações de níveis, se o sistema opera com portadoras de amplitudes diferentes, o que obriga a utilização de programas computacionais para resolução dos problemas. Este trabalho abordará a forma generalizada para determinação da relação portadora/ruído de intermodulação, levando em consideração todas as portadoras com a mesma amplitude.

Assumindo a hipótese de que o *Lema 1 – Não Coincidência* é atendido, neste caso tem-se que a relação portadora/ruído de intermodulação é dada pela equação (4.28):

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{IMD} = \frac{\left|K_1 - \frac{27}{4}K_3A^2\right|}{\left|\frac{6}{4}K_3A^2\right|} \quad (4.28)$$

Na pior situação, onde as condições (4.15) e (4.16), impostas pelo *Lema 1*, não estiverem verificadas, a relação é dada pela equação (4.29):

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{IMD} = \frac{\left|K_1 - \frac{27}{4}K_3A^2\right|}{\left|\frac{30}{4}K_3A^2\right|} \quad (4.29a)$$

Ou alternativamente,

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{IMD} [dB] = 20 \cdot \log \left[\frac{\left|K_1 - \frac{27}{4}K_3A^2\right|}{\left|\frac{30}{4}K_3A^2\right|} \right] \quad (4.29b)$$

4.3.5. Produtos de intermodulação com N portadoras

Através de um número grande de simulações, de extensivos cálculos analíticos e fazendo uso do *Método de Indução Finita*, é possível determinar equações para cálculo do valor da relação portadora/ruído de intermodulação em função do número de portadoras e das características do *transponder*.

O Apêndice C, também, traz a verificação de uma propriedade genérica e original na atual literatura e que é de grande valia para que se possa atingir os propósitos desta dissertação. Com este objetivo enuncia-se o:

Lema 2 – Relação Portadora/Ruído de intermodulação: Assumindo verificadas as hipóteses do *Lema 1*. Se as portadoras têm amplitudes satisfazendo:

$$A_i = A_{i+1} = A \quad \forall i \in I - \{N\},$$

Então, a relação portadora/ruído de intermodulação satisfaz:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{IMD} = \frac{\left|K_1 - \frac{1}{4}K_3A^2[9 + 3!(N-2)]\right|}{\left|\frac{6}{4}K_3A^2\right|} \quad (4.30)$$

onde N é o número de portadoras que trafegam pelo satélite.

Se as hipóteses do *Lema 1* não são válidas, a relação portadora/ruído de intermodulação satisfaz:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{IMD} = \frac{\left|K_1 - \frac{1}{4}K_3A^2[9 + 3!(N-2)]\right|}{\left|\frac{1}{4}K_3A^2 \sum_{n=1}^{(N-1)} 3n\right|} \quad (4.31a)$$

Ou alternativamente,

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{IMD} = 20 \cdot \log \left[\frac{\left|K_1 - \frac{1}{4}K_3A^2[9 + 3!(N-2)]\right|}{\left|\frac{1}{4}K_3A^2 \sum_{n=1}^{(N-1)} 3n\right|} \right] \quad (4.31b)$$

■

4.4. Conclusão

As equações (4.30) e (4.31) permitem tirar algumas conclusões de suma importância neste estudo, quais sejam:

- Com o aumento do nível de portadoras, ocorre um aumento do nível de intermodulação;
- De acordo com os lemas 1 e 2, o aumento do número de portadoras não acarreta um aumento de amplitude nos produtos de intermodulação, como pode ser notado no denominador da equação (4.30). No entanto, a análise da expressão do numerador permite concluir que ocorre uma redução do nível da portadora fundamental, caracterizando a compressão de ganho.
- Na equação 4.30, embora mais moderada, demonstra que continua existindo uma redução da relação portadora/ruído, com o aumento do número de

portadoras. O aumento da compressão de ganho com o número de portadoras, próximo da região de saturação do amplificador, fica bem ilustrado na Figura (4.13).

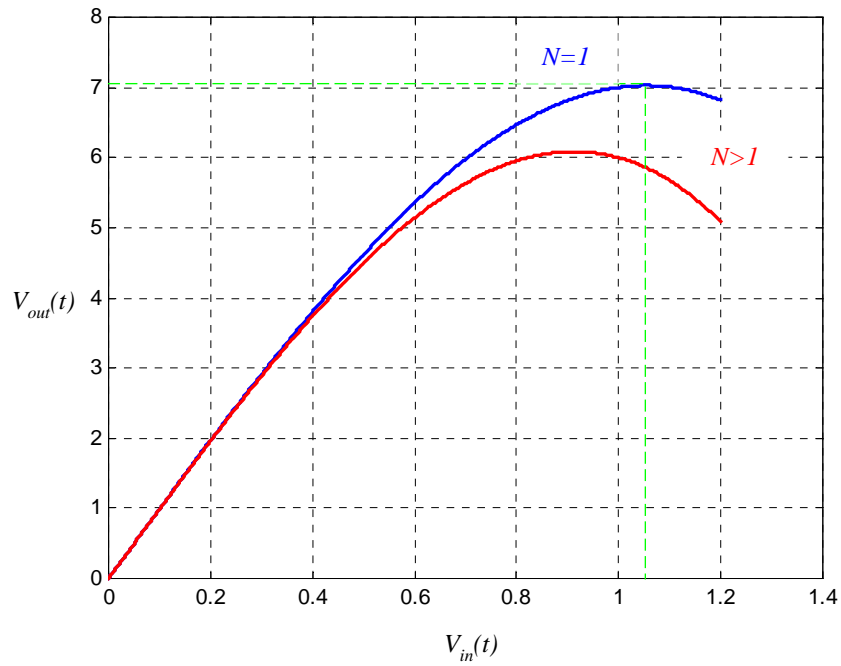


Figura 4.13. Função de transferência dos transponders com N portadoras.

Referência Bibliográfica

- ¹ Kenington, Peter B.. *High-Linearity RF Amplifier Design*. Ed. Artech House, Inc. 2000.
- ² Radmanesh, Matthew M.. *Radio Frequency and Microwave Eletronics*, Ed. Prentice Hall, Inc. 2001.
- ³ Wakana, H.. *A New Method for Computing Intermodulation Products in SCPC Systems*, IEEE transactions on Communications, Vol. 43 No. 2/3/4, February/March/April 1995.
- ⁴ Thomas, Jeffrey L.. *Cable Television Proof-of-Performance*, Ed. Prentice Hall, Inc. 1995.
- ⁵ Maral, G.; Bousquet, M.. *Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology*. 4th Ed.. John Wiley & Sons, Inc, 2002.
- ⁶ Pratt, Timothy; Bostian, Charles W.; Allnutt, Jeremy E.; *Satellite Communications*. 2nd Ed.. John Wiley & Sons, 2002.

Capítulo 5

Equacionamento de um Enlace Via Satélite em Condição Geoestacionária

5.1. Introdução

O cálculo de um enlace via satélite é bastante próximo do cálculo de um enlace de rádio terrestre, pois é afetado por quase todos os efeitos impostos pelo meio de propagação. No entanto, as distâncias envolvidas é que se diferenciam, trazendo algumas diferenças e particularidades.

No enlace terrestre toda a propagação da onda eletromagnética é realizada na troposfera, fazendo com que o enlace seja afetado por todos os efeitos geoclimáticos e por propagação em múltiplos percursos.

Por este motivo, os desvanecimentos são muito elevados, principalmente para frequências de operação na faixa de *SHF*. Sendo assim, uma das etapas mais extensas e detalhadas nos enlaces terrestre é a determinação das margens de desvanecimento e das técnicas de diversidade, que devem ser implementadas na estrutura para fazer o enlace confiável.

Em contrapartida, as distâncias são muito menores, exigindo muito menos potência dos rádios e permitindo a operação com baixas taxas de erro, mesmo operando com modulações de ordem elevada. Além disso, nos enlaces terrestres os repetidores trabalham com regeneração e códigos de correção de erro, ferramentas utilizadas apenas em condições especiais para repetidores orbitais.

Nos enlaces via satélite as distâncias envolvidas são muito grandes, ocorrendo em maior parte no espaço, com percursos relativamente pequenos nas camadas atmosféricas. Esta condição resulta em atenuações por espaço livre muito altas, exigindo valores elevados de ganho da antena e da potência de transmissão. Além disso, as distâncias que o sinal propaga dentro da troposfera são pequenas, trazendo duas características de grande importância.

A primeira está ligada à condição de que o desvanecimento plano é muito pequeno, podendo ser desconsiderado para todas as faixas de frequência. A segunda está relacionada à atenuação por chuva, que, para banda *C*, pode ser desconsiderada e, para as bandas *X*, *K*, *Ku* e *Ka*, serão muito menores se comparadas aos valores obtidos em enlaces terrestres.

Ao trafegar pela ionosfera, ocorre a rotação na polarização das ondas eletromagnéticas e refrações, que são significativas apenas para frequências até a faixa de *UHF*, não afetando os enlaces na condição geostacionária.

Como as abrangências territoriais dos satélites são muito grandes, a utilização dos mesmos ocorre nas mais diferentes formas, para atender os mais variados tipos de serviços.

Por este motivo, o satélite deve ser um repetidor orbital que ofereça a maior versatilidade possível, no intuito de atender diferentes tecnologias de transmissão empregadas em telecomunicações.

Sendo assim, não é possível contar com processamentos sofisticados do sinal que será repetido, não existindo nas operações comerciais o uso de regeneração baseada em codificações.

Dentro deste contexto, o satélite funciona apenas como uma estrutura que amplifica o nível do sinal recebido e o retransmite com outra frequência em direção a uma estação de recepção terrestre. Esta forma totalmente aberta e não atrelada a nenhum padrão de modulação e codificação traz maior versatilidade de uso do satélite. Mas, em contrapartida, faz do mesmo uma estrutura totalmente dependente das condições de enlace, operadas pelas estações terrenas.

Por este motivo, no projeto do enlace via satélite serão levados em consideração os níveis corretos de trabalho tanto para transmissão como para recepção, bem

como as características não lineares do *transponder*, para que as distorções provocadas pelo mesmo estejam dentro das condições necessárias para boa operação.

5.2. Parâmetros de desempenho para atendimento dos enlaces

Qualquer enlace de rádio analógico ou digital é calculado em função dos parâmetros de qualidade criados para o bom atendimento. No caso dos enlaces analógicos, a qualidade do sinal, no ponto final, é medida através da relação sinal/ruído S/N (*Signal/Noise*), que varia de acordo com o tipo de serviço e que pode ser representada pela equação (5.1):

$$\left(\frac{S}{N}\right) = f\left(\frac{C}{N}\right) \quad (5.1)$$

O mesmo ocorre com a transmissão na concepção digital, que terá o desempenho medido pela taxa de erro de *bit* BER (*Bit Error Rate*) que é inversamente proporcional à relação entre a energia de *bit* e a energia de ruído (E_b/N_0), como apresentado pela equação (5.2). Como o *bit* é transportado pela portadora, existe a relação entre a potência da portadora e a energia de bit, como mostrado na equação (5.3):

$$BER = f\left(\frac{1}{E_b/N_0}\right) \quad (5.2)$$

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right) = \left(\frac{C}{N}\right) \cdot \left(\frac{R}{B}\right) \quad (5.3)$$

onde R é a taxa de transmissão [*bps*] e B é a banda do canal ou a largura de faixa ocupada pela portadora modulada [*Hz*].

Analisando (5.1) e (5.3) conclui-se que, tanto na condição analógica como na digital, o enlace estará atrelado à relação portadora/ruído (C/N). Por este motivo, o dimensionamento do enlace estará baseado nesta relação. No Anexo II, estão apresentados os desempenhos das modulações mais empregadas em comunicação via satélite.

A intenção do Anexo II é abordar as principais modulações em comunicação via satélite através dos principais parâmetros utilizados nos cálculos de enlaces.

5.3. Relação portadora/ruído no enlace via satélite

A relação portadora/ruído total de um enlace via satélite pode variar em função do nível da portadora sob análise, do nível de ruído, do nível dos produtos de intermodulação gerados pelo satélite e por interferências de outros enlaces de rádio ou satélite.

A Figura (5.1) ilustra um enlace via satélite, que permite apresentar de forma mais adequada o equacionamento do enlace.

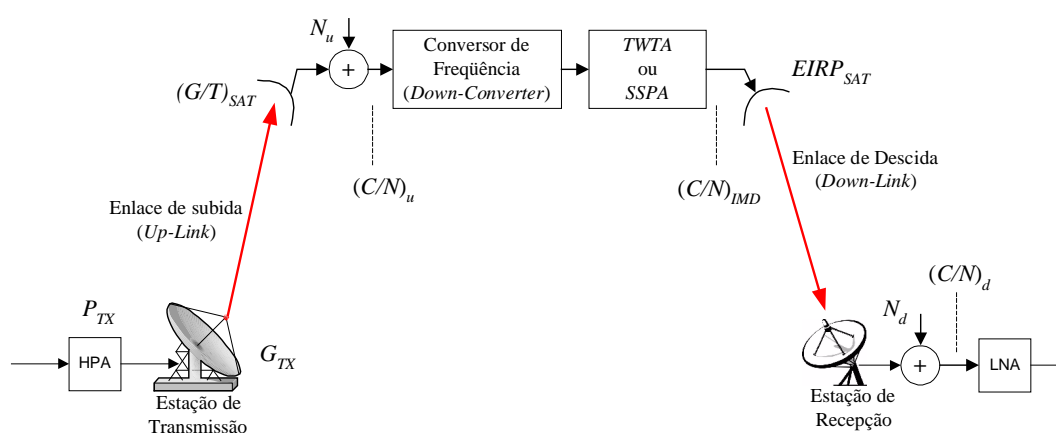


Figura 5.1. Enlace via satélite.

No enlace geral, tem-se dois pontos de recepção. O primeiro deles, no satélite, quando se analisa o enlace de subida. No enlace de descida, o ponto de recepção se encontra na estação terrena receptora. Normalmente, é nestes dois pontos que ocorre a geração de ruído térmico.

Sendo assim, a primeira relação portadora/ruído é medida no ponto de recepção do satélite, resultando no $(C/N)_u$ (*Up-Link Carrier/Noise*). Ao trafegar um sinal pelo satélite, este, além de acrescentar ruído térmico gerado pelo próprio *transponder*, também oferece, em sua saída, produtos de intermodulação significativos, principalmente se a operação é feita com mais de uma portadora na técnica *FDMA*, resultando na relação portadora/ruído de intermodulação $(C/N)_{IMD}$. Ao final do enlace, no último *link*, tem-se a geração de ruído, no ponto de recepção, o que caracteriza uma nova relação portadora/ruído de descida $(C/N)_d$ (*Down-Link Carrier/Noise*).

Estas três parcelas serão responsáveis por quantificar a degradação da qualidade em cada estágio do enlace. O cálculo final da relação portadora/ruído será afetado

por estes três valores parciais, como apresentado na equação (5.4). O desenvolvimento desta equação se encontra no Apêndice D¹.

$$\left(\frac{C}{N}\right)_T = \left[\left(\frac{C}{N}\right)_u^{-1} + \left(\frac{C}{N}\right)_d^{-1} + \left(\frac{C}{N}\right)_{IMD}^{-1} \right]^{-1} \quad (5.4)$$

5.3.1. Análise do enlace de subida

A relação portadora/ruído de subida $(C/N)_u$ pode ser calculada através da análise de enlace ponto a ponto, para determinação da potência de recepção no satélite e da equação de ruído $N=KTB$ [W], resultando na equação (5.5).

$$\left(\frac{C}{N}\right)_u [dB] = EIRP_u - \sum A_u + \left(\frac{G}{T}\right)_{SAT} - 10 \cdot \log(K \cdot B) \quad (5.5)$$

onde $EIRP_u$ é a potência efetivamente radiada da estação transmissora terrena [dBw], $\sum A_u$ é o somatório de todas as atenuações existentes no enlace de subida [dB], $(G/T)_{SAT}$ é o fator de mérito da estrutura de recepção do satélite [dB/K] (Anexo III) e $K=1,38 \times 10^{-23}$ [J/K] é a constante de Boltzman.

A potência de transmissão é determinada em função da forma como irá operar o satélite. Se o enlace trabalha com uma única portadora sem múltiplo acesso, o sistema pode operar na saturação. Desta forma, o nível de saturação pode ser obtido através dos fabricantes de satélite, que oferecem o diagrama de recepção para toda a região coberta pelo repetidor orbital. Este diagrama é denominado *foot-print* e é oferecido tanto para a condição de recepção como para a de transmissão, como será abordado ao longo deste capítulo.

Na Figura 5.2 é apresentado o *foot-print* do fluxo de potência que leva o *transponder* à saturação. Através do mapa é possível obter os valores para todas as localidades cobertas pelo satélite^{2,3}. Com este dado é possível calcular a potência da estação terrena transmissora, na intenção de explorar o máximo nível admitido na recepção do satélite em operação, que resultará no maior valor de $(C/N)_u$. A equação (5.6) relaciona o fluxo de saturação do satélite com a potência efetivamente radiada pela estação terrena de transmissão, em condição de céu claro. Temos:

$$\Psi_{SAT} = \frac{P_{TX} \cdot G_{TX}}{4\pi \cdot d^2} = \frac{EIRP_u}{4\pi \cdot d^2} \quad (5.6)$$

onde Ψ_{SAT} é o fluxo de saturação do satélite [W/m^2], P_{TX} é a potência de transmissão da estação terrena [W], G_{TX} é o ganho da antena de transmissão da estação terrena e d é a distância entre a estação terrena e o satélite [m].

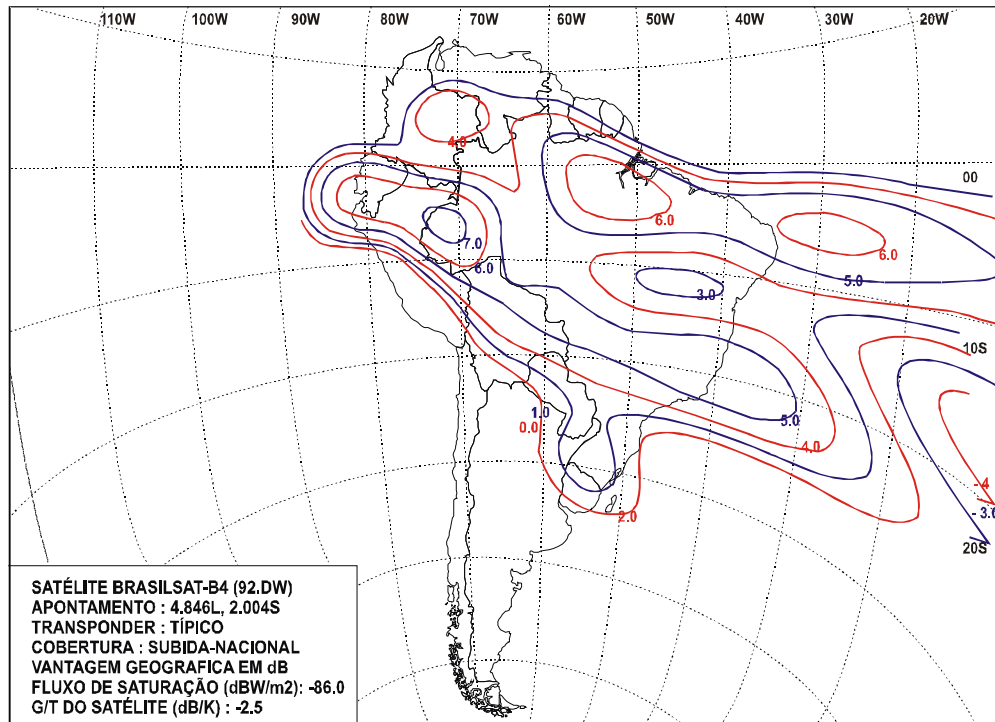


Figura 5.2. Mapa de cobertura do satélite Brasilsat B4 com indicação do fluxo de saturação dos transponders.

Se o satélite opera com nível de recepção que o leva à saturação, em sua saída a potência de transmissão também será máxima, como apresentado na Figura 5.3. No entanto, quando a operação ocorre com múltiplas portadoras, como na técnica *FDMA*, não é possível operar com a máxima potência, pois deve-se levar em consideração os produtos de intermodulação gerados pelo efeito de não linearidade dos *transponders*. Analisando a equação (4.31), verifica-se que o efeito da intermodulação pode ser minimizado, se a amplitude das portadoras diminuïrem, resultando em valores de $(C/N)_{IMD}$ maiores. Esta condição nos leva à percepção de que o valor da relação portadora/ruído parcial deve ser muito bem trabalhado, pois este pode apresentar comportamento antagônico, como é o caso das relações $(C/N)_u$ e $(C/N)_{IMD}$, quando se trabalha com várias portadoras em um mesmo *transponder*.

A Figura 5.3 apresenta a curva que relaciona o fluxo de potência de entrada com a potência de saída, no satélite. Nesta curva, pode-se definir o termo *Back-off*, para entrada e para saída, como sendo a diferença em [dB] entre o valor máximo e o valor nominal de operação. As equações (5.7) e (5.8) ilustram, matematicamente, esta condição⁴:

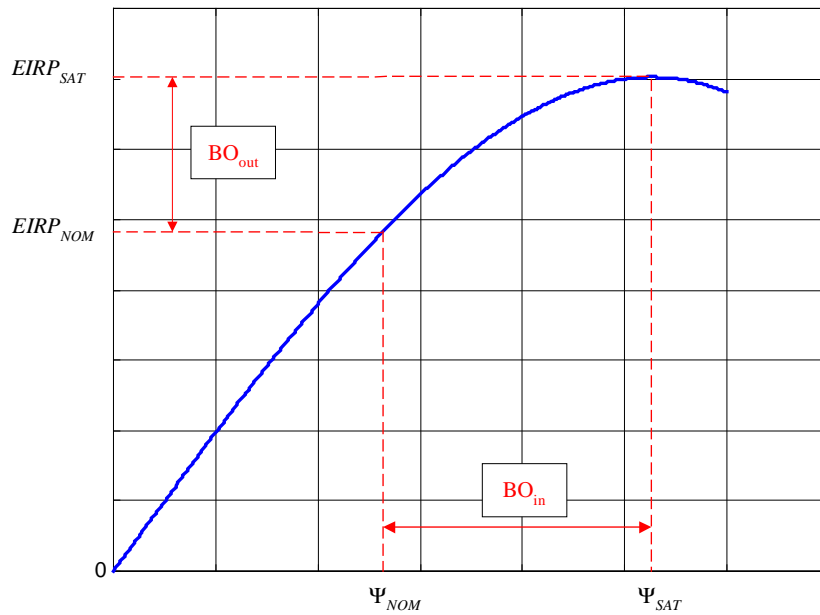


Figura 5.3. Curva que relaciona o fluxo de potência de entrada com a potência de saída do satélite.

$$BO_{in} [dB] = \Psi_{SAT} - \Psi_{NOM} \quad (5.7)$$

$$BO_{out} [dB] = EIRP_{SAT} - EIRP_{NOM} \quad (5.8)$$

A Figura 5.4 explicita a equação (5.4), apresentando os valores parciais das relações portadora/ruído e o valor total.

Na figura 5.4, pode-se ainda verificar que o melhor valor da relação portadora/ruído não é obtido com valores máximos das relações parciais e, sim, em uma condição intermediária de todas elas. Por este motivo, em cálculos para enlaces com múltiplas portadoras empregando a técnica *FDMA*, é importante considerarmos um *Back-off*, na equação dos links de subida e descida (*up-link* e *down-link*), respectivamente.

Baseando-se na equação (4.31), pode-se obter a equação (5.9) que apresenta o valor da relação $(C/N)_{IMD}$ em função do BO_{in} .

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{IMD} = \frac{\left| K_1 - \frac{1}{2} \cdot K_3 \cdot \frac{(\Psi_{SAT} \cdot G_{RX-SAT})}{10^{(0,1 \cdot BO_{in})}} \cdot [9 + 3!(N-2)] \right|}{\left| \frac{1}{2} \cdot K_3 \cdot \frac{(\Psi_{SAT} \cdot G_{RX-SAT})}{10^{(0,1 \cdot BO_{in})}} \cdot \sum_{n=1}^{(N-1)} 3 \cdot n \right|} \quad (5.9)$$

onde G_{RX-SAT} é o ganho da antena de recepção do satélite.

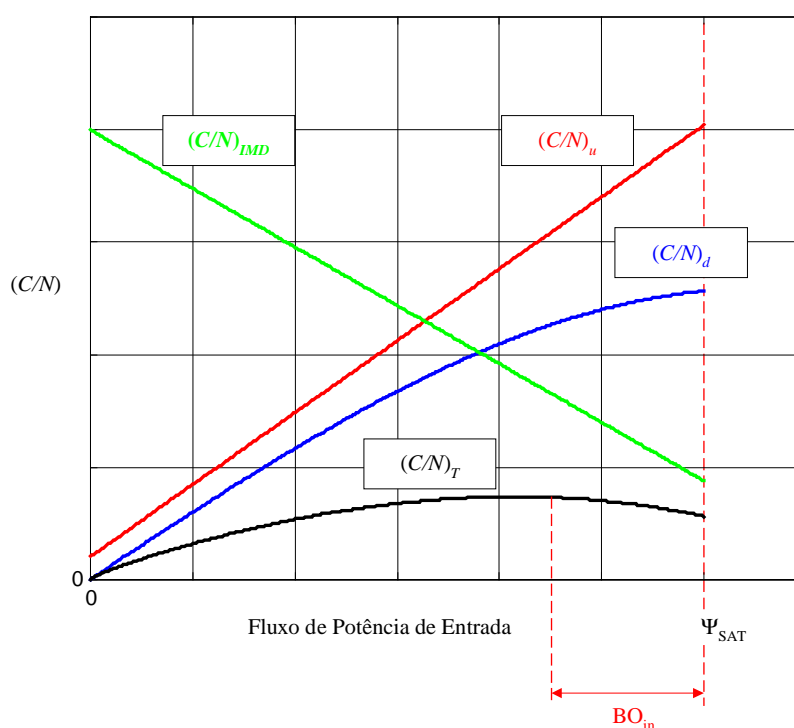


Figura 5.4. Comportamento da relação portadora/ruído total e das componentes parciais.

Outro fator de grande importância na análise do enlace de subida é o fator de mérito de recepção do satélite, $(G/T)_{SAT}$, que é apresentado pelos operadores dos satélites, em função da coordenada geográfica das localidades atendidas, na forma de tabela ou através de um *foot-print*, como apresentado na Tabela 5.1 e na Figura 5.5⁵.

Os valores de $(G/T)_{SAT}$ são muito menores do que os praticados pelas estações terrenas de recepção. Esta característica deve-se a duas condições de grande relevância para operação dos satélites.

A primeira é a dimensão das antenas receptoras, que são sempre pequenas devido à própria dimensão dos satélites e a segunda está atrelada aos altos valores de temperatura a que estão submetidos os satélites. No entanto, este fator não será de forma alguma limitante, pois pode ser compensado através da escolha da antena utilizada na estação terrena de transmissão e da potência com que a mesma irá operar.

Tabela 5.1. Valores de $(G/T)_{SAT}$ para as capitais da região sudeste (Brasilsat B4)

Cidade (Estado)	Latitude ($^{\circ}S$)	Longitude ($^{\circ}O$)	(G/T) Típico [dB/K]
Belo Horizonte (MG)	19,92	49,93	2,70
Boa Vista (RR)	-2,82	60,67	2,40
Brasília (DF)	15,78	47,91	2,20
Rio de Janeiro (RJ)	22,90	43,23	2,00

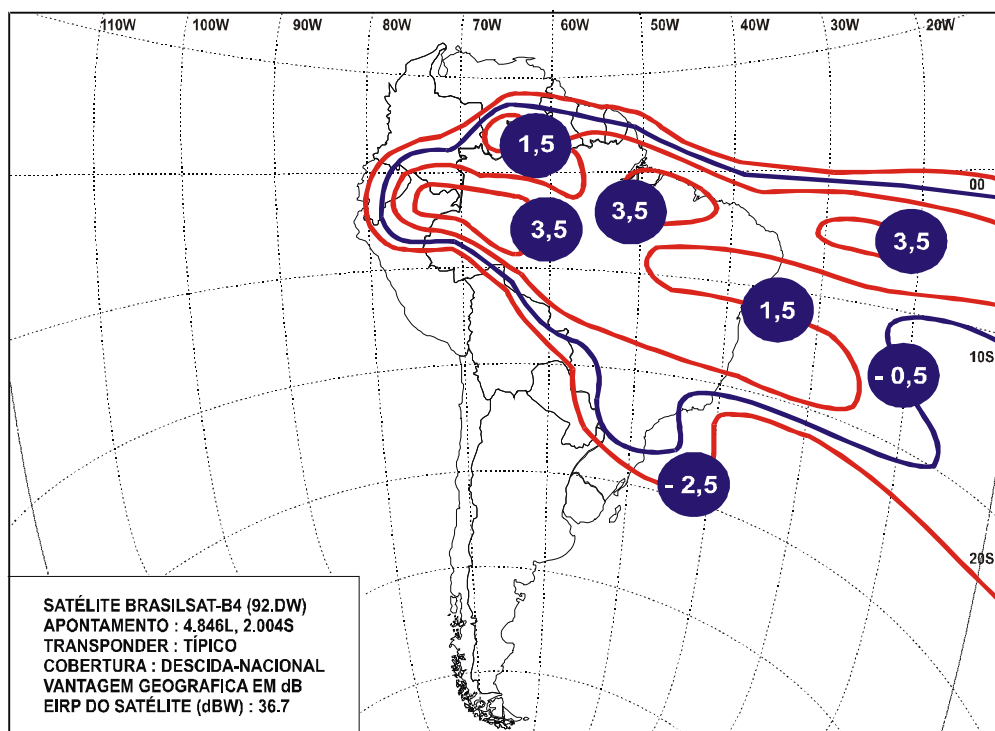


Figura 5.5. Mapa de cobertura do satélite Brasilsat B4 com indicação dos valores de $(G/T)_{SAT}$, ao longo de toda sua área de cobertura.

5.3.2. Análise do enlace de descida

O enlace de descida pode ser analisado da mesma forma que o de subida, com a inversão dos pontos de transmissão e recepção. No enlace de subida, o ponto de transmissão era a estação terrena e o ponto de recepção o satélite. Nesta nova condi-

ção, o ponto de transmissão é o satélite e a estação de recepção se encontra em terra, o que resulta na equação (5.10).

$$\left(\frac{C}{N}\right)_d [dB] = EIRP_{SAT} - BO_{OUT} - \sum A_d + \left(\frac{G}{T}\right)_d - 10 \cdot \log(K \cdot B) \quad (5.10)$$

onde $EIRP_{SAT}$ é a potência de transmissão do satélite [dBW], na condição de saturação, $\sum A_d$ é o somatório de todas as atenuações existentes do enlace em [dB] e $(G/T)_d$ é o fator de mérito da estrutura de recepção da estação terrena [dB/K] (Anexo III).

Da mesma forma que no *up-link*, os operadores de satélites também oferecem um diagrama de cobertura, com os níveis das potências de transmissão do repetidor orbital, para todas as localidades atendidas. O *foot-print* de descida pode ser visualizado na Figura 5.6².

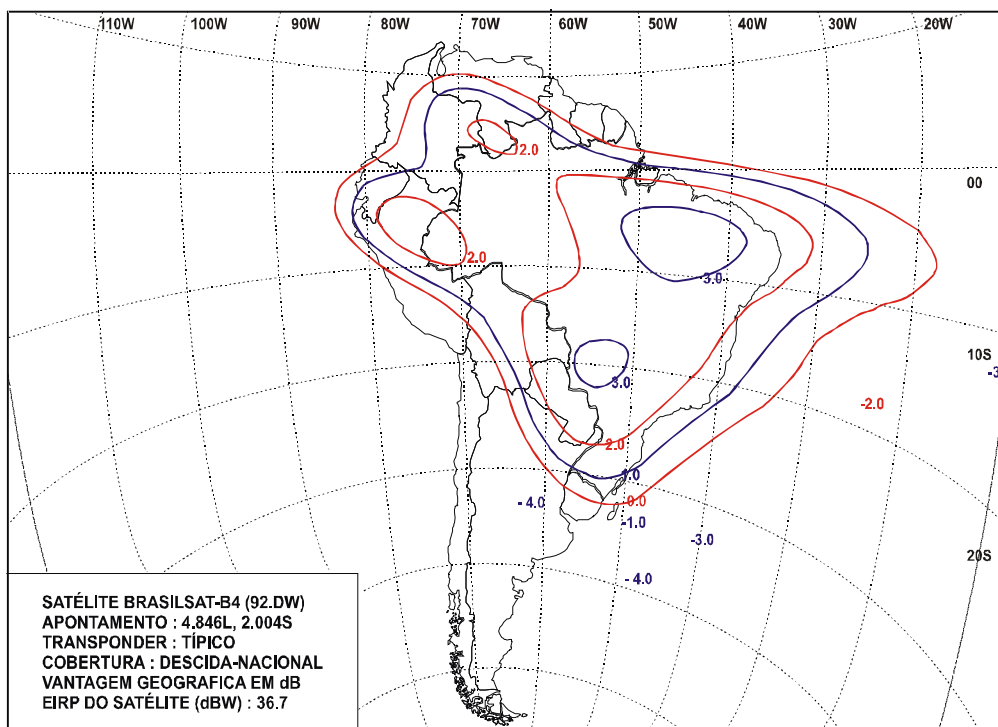


Figura 5.6. Mapa de cobertura do satélite Brasilsat B4 com indicação dos valores de $EIRP_{SAT}$, para o enlace de descida.

O BO_{out} depende do BO_{in} , praticado no enlace de subida, e das características do *transponder* do satélite. A partir de (4.31) obtém-se a equação (5.11), que possibilita atrelar as variações de potência no *up-link* com as resultantes no *down-link*.

$$BO_{OUT} = 10^{(0,05 \cdot BO_m)} \cdot \frac{\left| K_1 - \frac{1}{2} \cdot K_3 \cdot (\Psi_{SAT} \cdot G_{RX-SAT}) \cdot [9 + 3!(N-2)] \right|}{\left| K_1 - \frac{1}{2} \cdot K_3 \cdot \frac{(\Psi_{SAT} \cdot G_{RX-SAT})}{10^{(0,1 \cdot BO_m)}} \cdot [9 + 3!(N-2)] \right|} \quad (5.11)$$

Através das equações (5.5), (5.9), (5.10) e (5.11) é possível determinar a melhor condição de operação para o enlace, considerando todas as portadoras com a mesma amplitude.

5.4. Atenuações nos enlaces via satélite

Neste tópico serão abordadas as atenuações presentes em um enlace via satélite, que podem ser divididas em dois grupos básicos.

O primeiro grupo está relacionado com o meio de propagação e as condições de radiação, resultando no cálculo das atenuações por espaço livre, por desapontamento, por erro de polarização e por chuva.

O segundo grupo leva em consideração as atenuações em componentes empregados nas estações de transmissão e recepção, tais como: conectores, cabos, *flanges* de conexão, guias de onda e outros.

É importante ressaltar que, nestes enlaces, não existe obstrução por obstáculos, contando sempre com visada direta entre os pontos de transmissão e recepção.

5.4.1. Atenuação por espaço livre

A atenuação por espaço livre deve-se ao fato de o sinal sofrer dispersão ao longo do percurso de propagação, pela própria natureza de radiação dos elementos utilizados na transmissão. Além disso, na recepção, a área efetiva das antenas é finita, captando apenas parte da energia da frente de onda. Sendo assim, o nível de recepção será muito menor que o de transmissão e a relação entre os mesmos caracterizará a atenuação em espaço livre, como apresentado na equação (5.12)⁶:

$$A_e = \frac{P_{TX}}{P_{RX}} \cong \frac{f^2 \cdot d^2}{1754,6} \quad (5.12)$$

onde A_e é a atenuação por espaço livre [dB], P_{TX} é a potência de transmissão [W], P_{RX} é a potência na recepção [W], f é a frequência de operação do enlace [MHz] e d é a distância do enlace [Km].

Na escala logarítmica tem-se:

$$A_e \cong 34,44 + 20 \cdot \log f + 20 \cdot \log d \quad (5.13)$$

5.4.2. Atenuação por desapontamento de antenas

Nos enlaces de subida e descida, sempre existem duas antenas, sendo uma delas da estação terrena e a outra da estação orbital. Estas antenas podem ficar desapontadas, pois o satélite está sujeito a pequenas variações orbitais.

Todo e qualquer desapontamento é acompanhado de atenuação devido à redução de ganho da antena, na radial deslocada da direção de máximo. A forma como ocorre a variação de ganho foi abordada no Capítulo 2, através da equação (2.11).

Quando as antenas terrestres são de pequeno porte, a variação da posição orbital do satélite não resulta em variações tão elevadas de ganho. No entanto, quando se trabalha com antenas de grande porte, é extremamente importante a utilização de sistemas de rastreamento, para que a comunicação seja mantida em toda e qualquer condição de operação.

Com auxílio da Figura 5.7 e, a partir da equação (2.11), as perdas por apontamento nos dois extremos do enlace podem ser calculadas através das equações (5.14) e (5.15)⁷:

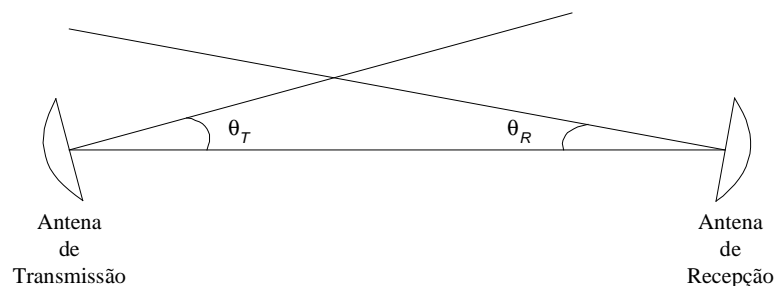


Figura 5.7. Geometria do link, para análise da perda por apontamento.

$$A_{A-TX} = 12 \cdot \left(\frac{\theta_T}{\theta_{3dB}} \right)^2 \quad (5.14)$$

$$A_{A-RX} = 12 \cdot \left(\frac{\theta_R}{\theta_{3dB}} \right)^2 \quad (5.15)$$

onde A_{A-TX} é a atenuação por apontamento na antenna de transmissão [dB], A_{A-RX} é a atenuação por apontamento na antenna de recepção [dB], θ_T é o ângulo entre a reta que liga os dois extremos do enlace e a radial de máximo do diagrama de radiação da antenna de transmissão ($^\circ$) e θ_R é o ângulo entre a reta que interliga os dois extremos do enlace e a radial de máximo do diagrama de radiação da antenna de recepção ($^\circ$).

As variações orbitais dos satélites são acompanhadas e corrigidas pelas estações de controle das operadoras de terra, que são responsáveis em manter estas variações na posição orbital, dentro de limites impostos por normas internacionais. A recomendação ITU-R S.1064-1 determina que um enlace com satélite geoestacionário admita variações máximas na condição de operação do satélite que não ultrapasse $0,2^\circ$ de desvio em suas coordenadas. A recomendação permite que durante os procedimentos de correção da posição orbital este valor atinja, no máximo, $0,3^\circ$.

Com estes valores pode-se calcular as perdas por desapontamento, levando em consideração o ganho e as características das antenas envolvidas no enlace⁸.

5.4.3. Atenuação por erros de polarização

A perda por erro entre a polarização da onda e o posicionamento da antenna, deve ser levada em consideração, pois afeta, principalmente, as estações que trabalham com transmissão e recepção simultâneas.

Ao trafegar pela ionosfera, a onda eletromagnética sofre uma rotação nos vetores de campo elétrico e magnético, chamada de *Rotação de Faraday*, alterando a polarização da onda. O ângulo de rotação é inversamente proporcional ao quadrado da frequência de operação, como pode ser visualizado na Tabela 5.2. Além disso, o sentido de giro é o mesmo para enlaces de subida ou descida⁷.

Tabela 5.2. Comportamento da ionosfera ao longo do espectro.

Efeito	Dependência	Frequência.					
		0,1GHZ	0,25GHZ	0,5GHZ	1GHZ	3GHZ	10GHZ
Rotação de Faraday	$1/f^2$	30 rotações	4,8 rotações	1,2 rotações	108°	12°	1.1°

Para estações que trabalham em apenas um sentido, ou seja, somente como transmissora ou como receptora, este erro pode ser solucionado com a rotação do sistema de iluminação da antena. No entanto, para sistemas que operam com transmissão e recepção de forma simultânea, esta solução não se aplica, pois, se for solucionado o problema para transmissão, a diferença se agrava para recepção e vice-versa. Com a equação (5.16) e com os valores da Tabela 5.2, percebe-se que, para frequências em Banda C e Banda Ku, as perdas por polarização devido à *Rotação de Faraday*, irão variar de 0,2dB a 0,0016dB. Para as bandas mais elevadas este efeito pode ser desconsiderado^{9,7}. Estas perdas são estimadas por:

$$A_{POL} = -20 \cdot \log(\cos\xi) \quad (5.16)$$

onde A_{POL} é a atenuação por polarização [dB] e ξ é o erro de polarização devido a *Rotação de Faraday* [°].

Nos casos onde a onda eletromagnética possui polarização circular e é recebida por uma antena de polarização linear, ou vice-versa, a perda por erro de polarização deve ser considerada igual a 3dB.

5.4.4. Atenuação por chuva

Para comunicação via satélite, um dos fatores de grande importância é o cálculo de atenuação por chuva, para bandas de frequência que ultrapassam 10GHz. A atenuação por chuva é influenciada por vários fatores e, dentre eles, cabe destacar:

- A frequência de operação do enlace;
- A taxa pluviométrica da localidade onde está instalada a estação;
- A polarização da onda eletromagnética;
- A posição geográfica da estação terrena;
- A posição geográfica do satélite.

5.4.4.1. Cálculo do fator de atenuação

A atenuação por chuva tem seu cálculo iniciado através do fator de atenuação para o enlace, como apresentado na equação (5.17)¹⁰:

$$\gamma_R = k(R_{0,01})^\alpha \quad (5.17)$$

onde $R_{0,01}$ é a taxa pluviométrica da estação para 0,01% da média anual e k e α são coeficientes numéricos dados pelas equações (5.18) e (5.19), destacadas abaixo:

$$k = [k_H + k_V + (k_H - k_V) \cos^2 \theta \cos 2\tau] / 2 \quad (5.18)$$

$$\alpha = [k_H \alpha_H + k_V \alpha_V] / 2k + [(k_H \alpha_H - k_V \alpha_V) \cos^2 \theta \cos 2\tau] / 2k \quad (5.19)$$

onde θ é o ângulo de elevação da antena da estação terrena e τ é o ângulo de polarização da onda com relação à direção horizontal.

Sabe-se que o ângulo $\tau = 45^\circ$ quando a polarização é circular. Para encontrar os valores de k e α , através das equações (5.18) e (5.19), deve-se obter, inicialmente, as componentes vertical e horizontal, como proposto nas equações (5.20) e (5.21).

$$\log k = \sum_{j=1}^3 \left(a_j \exp \left[- \left(\frac{\log f - b_j}{c_j} \right)^2 \right] \right) + m_k \log f + c_k \quad (5.20)$$

$$\alpha = \sum_{i=1}^4 \left(a_i \exp \left[- \left(\frac{\log f - b_i}{c_i} \right)^2 \right] \right) + m_\alpha \log f + c_\alpha \quad (5.21)$$

onde f é a frequência de operação em (GHz) e os parâmetros a , b , c , m_k , c_k , m_α e c_α são apresentados através das Tabelas (5.3) e (5.4) como coeficientes empíricos para obtenção dos valores de k e α nas polarizações vertical e horizontal, que aqui serão representados por: K_H (ou K_V) e α_H (ou α_V), respectivamente.

Tabela 5.3. Coeficientes empregados nas equações (5.20) e (5.21) para polarização horizontal.

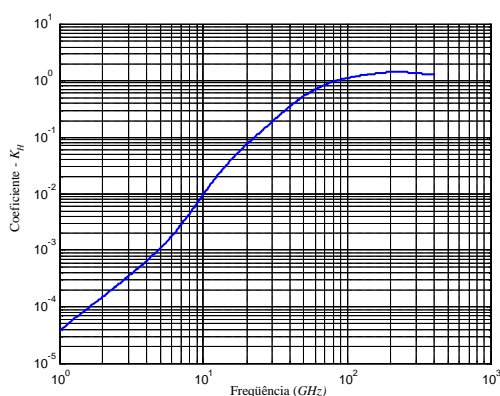
	a	b	c		m_k	c_k	m_α	c_α
$j = 1$	0.3364	1.1274	0.2916	$j = 1$	1.9925	-4.4123	0	0
2	0.7520	1.6644	0.5175	2				
3	-0.9466	2.8496	0.4315	3				
$i = 1$	0.5564	0.7741	0.4011	$i = 1$	0	0	-0.08016	0.8993
2	0.2237	1.4023	0.3475	2				
3	-0.1961	0.5769	0.2372	3				
4	-0.02219	2.2959	0.2801	4				

As Figuras 5.8 (a), 5.8 (b), 5.9 (a) e 5.9 (b) apresentam os gráficos de K_H , K_V , α_H e α_V em função da frequência, respectivamente, Através destes gráficos, visualiza-se o comportamento de cada fator e obtém-se informações aproximadas com uma maior rapidez.

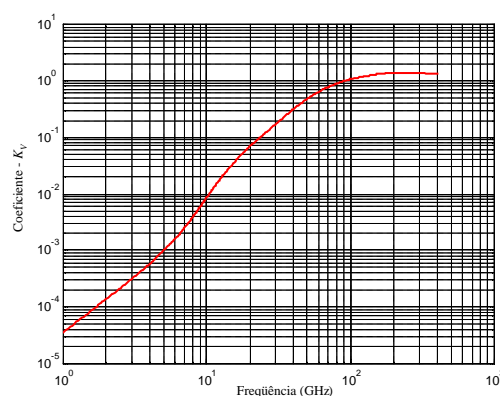
Tabela 5.4. Coeficientes empregados nas equações (5.20) e (5.21) para polarização vertical.

	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>
<i>j</i> = 1	0.3023	1.1402	0.2826
2	0.7790	1.6723	0.5694
3	-1.0022	2.9400	0.4823
<i>i</i> = 1	0.5463	0.8017	0.3657
2	0.2158	1.4080	0.3636
3	-0.1693	0.6353	0.2155
4	-0.01895	2.3105	0.2938

	m_k	c_k	m_α	c_α
<i>j</i> = 1				
2	1.9710	-4.4535	0	0
3				
<i>i</i> = 1				
2	0	0	-0.07059	0.8756
3				
4				



(a)



(b)

Figura 5.8. (a) K_H em função da frequência; (b) K_V em função da frequência.

É importante ressaltar que as equações (5.20) e (5.21) consideram apenas os dados de grande abrangência no estudo do enlace, enquanto as equações (5.18) e (5.19) trabalham com variáveis ligadas a particularidades da estação terrena e da forma de propagação do sinal.

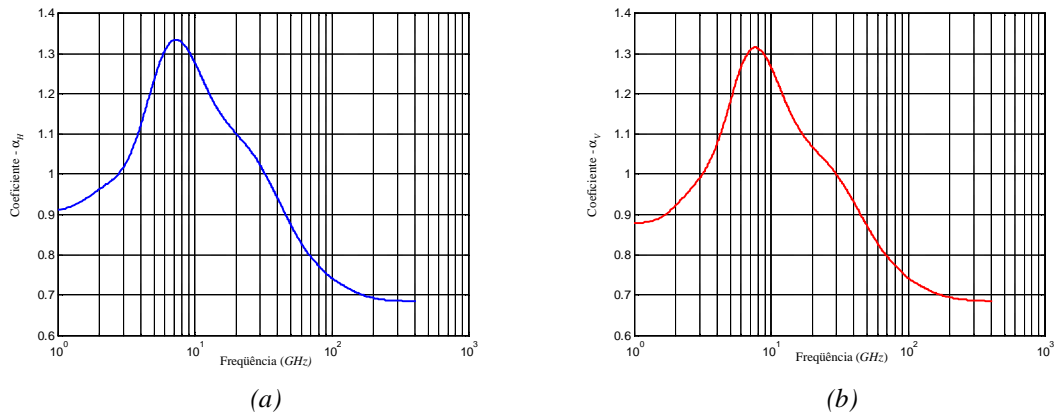


Figura 5.9. (a) α_H em função da frequência; (b) α_V em função da frequência.

5.4.4.2. Cálculo da atenuação por chuva no enlace via satélite

Com o fator de atenuação apresentado na equação (5.17), pode-se calcular a atenuação oferecida por um dado enlace, se a distância percorrida pela onda, sob a célula de chuva, for devidamente estimada. Esta condição é apresentada na equação (5.22):

$$A_{0,01} = \gamma_R L_E \quad (5.22)$$

onde $A_{0,01}$ é a previsão de atenuação excedida para 0,01% da média anual da taxa pluviométrica e L_E é o comprimento efetivo percorrido pela onda, dentro da condição de chuva.

A análise do percurso da onda dentro da célula de chuva pode ser visualizada através da Figura 5.10, que apresenta as principais dimensões a serem analisadas no enlace.

A altura da chuva h_R com relação ao nível do mar pode ser calculada através da recomendação *ITU-R P.839-3*. Esta norma é acompanhada de um mapa internacional que apresenta a altura inicial da chuva para todas as localidades em diversas partes do globo terrestre. Estes dados também podem ser obtidos de forma tabelada pela *ITU*¹¹.

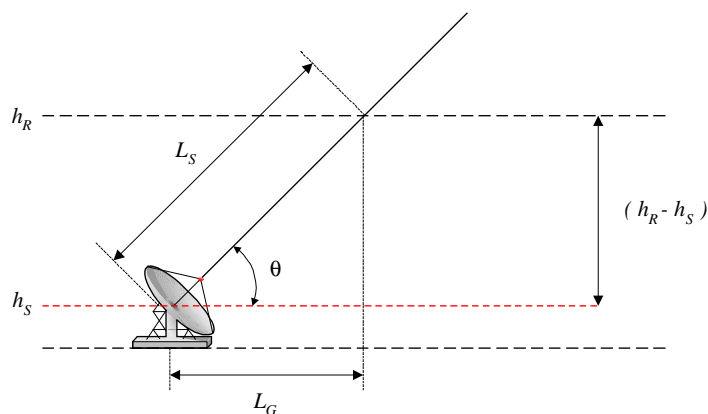


Figura 5.10. Representação esquemática do enlace entre a estação terrestre e a estação orbital.

No entanto, para o Brasil existe um estudo mais detalhado desta medida, realizado pelo Centro de Estudos em Telecomunicações da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (*CETUC - PUC/RJ*)¹², que permite a determinação da altura da chuva, como demonstrado pela equação (5.23):

$$h_r = 3,8 \cdot [1 + e^{(-0,1 \cdot R_{0,01})}] \quad (5.23)$$

Pode-se visualizar, através do gráfico da Figura 5.11, que a altura da chuva tende a se manter constante a partir de taxas pluviométricas superiores a 80[mm/h]. Os resultados do *CETUC* foram obtidos considerando-se várias localidades no Brasil.

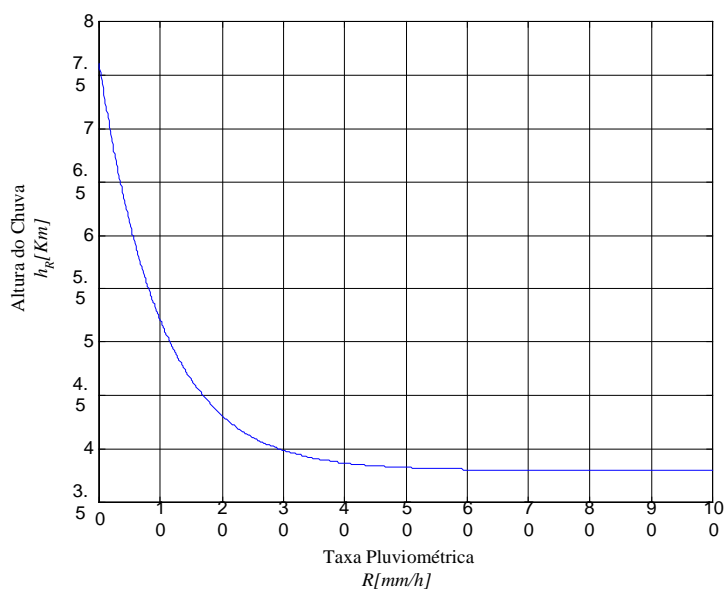


Figura 5.11. Altura efetiva da chuva, com relação ao nível do mar em função da taxa pluviométrica.

A recomendação *ITU-R P.618-8* possibilita a determinação da dimensão L_S , considerando o ângulo de elevação $\theta < 5^\circ$ ou $\theta > 5^\circ$. No entanto, neste trabalho a equação (5.24) destaca apenas os valores de L_S para $\theta > 5^\circ$, pois esta é a condição típica de operação dos enlaces via satélite na concepção *Geo-Estacionária*, ou seja⁹,

$$L_S = \frac{(h_R - h_s)}{\sin\theta} \quad (5.24)$$

onde h_S é a altura da estação terrena com relação ao nível do mar. Cabe salientar que, se $h_R - h_S$ for menor ou igual a zero, a atenuação por chuva, para qualquer porcentagem de tempo, é igual a zero.

Na Figura 5.10, tem-se a projeção de L_S , chamada de dimensão L_G , que pode ser calculada através da equação (5.25).

$$L_G = L_S \cos\theta \quad (5.25)$$

Devido ao caráter aleatório do deslocamento da célula de chuva ao longo do trajeto do sinal e a variação da dimensão da célula de chuva em função da intensidade, deve-se calcular o valor do fator de redução horizontal, para 0,01% do tempo, como demonstrado na equação (5.26):

$$r_{0,01} = \frac{1}{1 + 0,78 \sqrt{\frac{L_G \gamma_R}{f}} - 0,38 (1 - e^{-2L_G})} \quad (5.26)$$

O fator de ajuste vertical/temporal para 0,01% pode ser obtido através da equação (5.27):

$$v_{0,01} = \frac{1}{1 + \sqrt{\sin\theta} \left(31 (1 - e^{-(\theta/(1+\chi))}) \sqrt{\frac{L_R \gamma_R}{f^2}} - 0,45 \right)} \quad (5.27)$$

O valor de L_R é calculado em função do parâmetro $\zeta = \tan^{-1} \left(\frac{h_R - h_s}{L_G r_{0,01}} \right)$

q Se $\zeta > \theta$, temos que
$$L_R = \frac{L_G r_{0,01}}{\cos \theta} ;$$

q Se $\zeta < \theta$, temos que
$$L_R = \frac{(h_R - h_s)}{\sin \theta} ;$$

q Para latitude da estação terrena φ tem-se
$$|\varphi| < 36^\circ \Rightarrow x = 36 - |\varphi| (^{\circ}) ; \quad |\varphi| > 36^\circ \Rightarrow x = 0 (^{\circ}) ;$$

Finalmente, o comprimento efetivo percorrido pela onda, sob a célula de chuva, é dado pela equação (5.28):

$$L_E = L_R v_{0,01} \quad (5.28)$$

Os cálculos das atenuações por chuva nas bandas K_u e K_a são de grande importância para os enlaces de comunicação via satélite. No entanto, em banda C as atenuações em função da chuva não assumem valores significativos. Por este motivo, é bastante comum os feixes dos satélites que cobrem as regiões tropicais e equatoriais operarem, preferencialmente, em banda C , principalmente quando o diagrama de cobertura é por zona ou global.

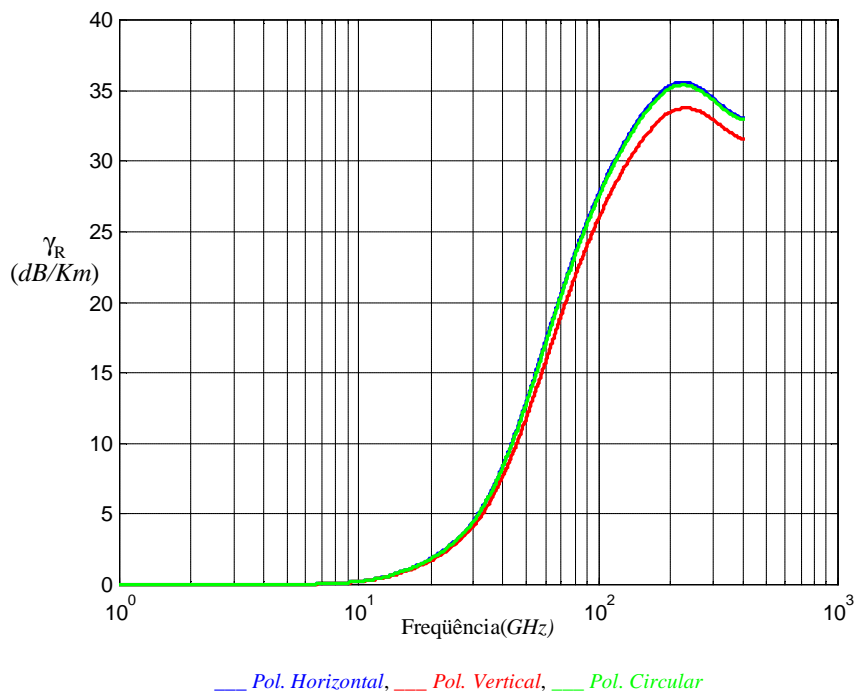


Figura 5.12. Fator de atenuação (γ_R) em função da frequência.

A Figura 5.12 apresenta a variação do fator de atenuação em função da frequência, considerando a taxa pluviométrica fixa em $100 [mm/h]$ e o ângulo de elevação da estação terrena igual a 50° . Pode-se verificar que o valor aumenta, consideravelmente, a partir de $10 [GHz]$.

Nas regiões tropicais e equatoriais os valores da taxa pluviométrica variam entre 95 e $145 [mm/h]$, enquanto em regiões de clima temperado, os valores se encontram entre 19 e $42 [mm/h]$, de acordo com a recomendação *ITU-R P.837-4¹³*.

Esta condição confirma a dificuldade de operação em banda K_u utilizando-se coberturas globais em regiões com maiores índices de precipitação. A Figura 5.13 apresenta a variação do fator de atenuação em função da taxa pluviométrica, considerando que a frequência se mantém constante em $12 [GHz]$, o ângulo de elevação da estação terrena é igual a 50° com a polarização horizontal.

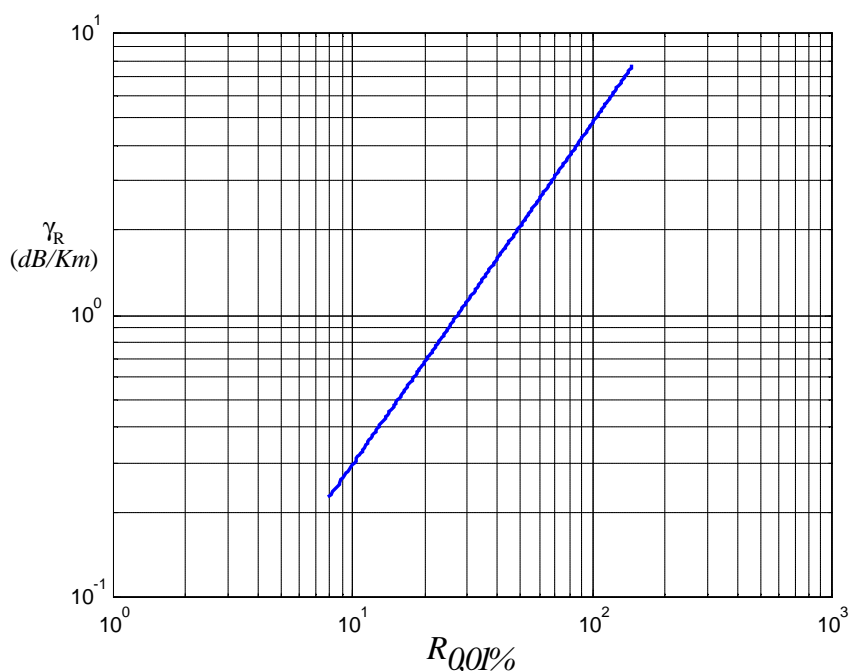


Figura 5.13. Fator de atenuação (γ_R) em função da taxa pluviométrica.

5.4.5. Atenuação de componentes passivos da estação terrena de transmissão

As atenuações oferecidas pelos componentes passivos nas estações transmissoras devem ser consideradas para determinação da potência de transmissão.

Os componentes envolvidos são aqueles utilizados entre a saída do *HPA* e a entrada da antena. Quando a estação trabalha apenas como transmissora, existirão seções de guia de onda e conexões. No entanto, quando o sistema opera com transmissão e recepção na mesma estação, deve-se levar em consideração as perdas por guias de ondas, conexões e pelo uso do circulador de microondas, que possibilita a utilização de uma só antena para transmissão e recepção. Nas Figuras 5.14 (a) e (b) é possível verificar estas condições.

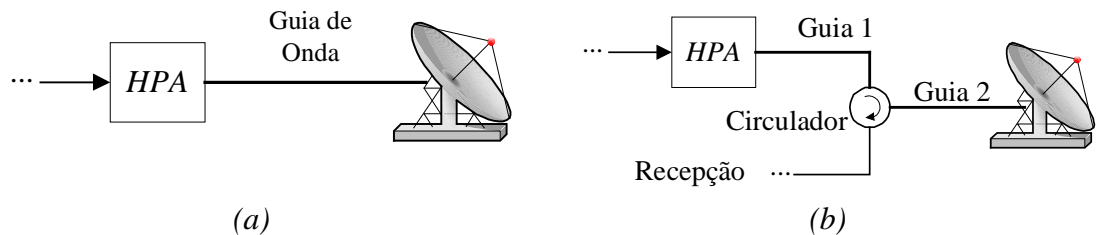


Figura 5.14. (a) Estação utilizada para transmissão; (b) Estação para transmissão e recepção.

5.4.6. Atenuação de componentes passivos da estação terrena de recepção

Na estação receptora se repetem as condições comentadas para a estação de transmissão. Quando a estação funciona apenas para recepção dos sinais, deve-se considerar a perda oferecida por qualquer elemento da linha de transmissão que se encontre entre a antena e o primeiro amplificador de baixo ruído da estrutura. Em estações que apenas recebem o sinal, é bastante comum a instalação direta do *LNA* no iluminador, para evitar perdas com guias ou cabos coaxiais.

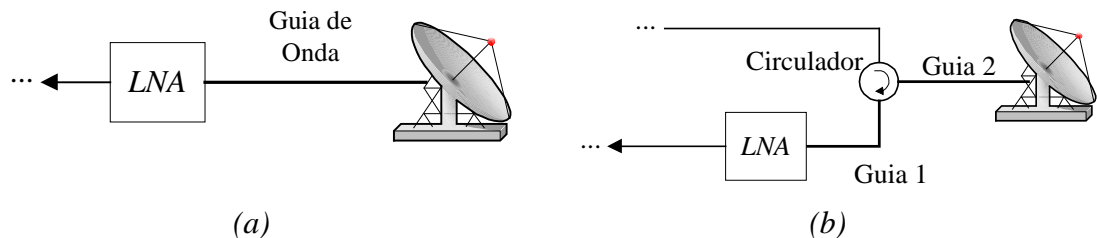


Figura 5.15. (a) Estação utilizada para recepção; (b) Estação para recepção e transmissão.

No entanto, quando a estação trabalha transmitindo e recebendo sinais com a mesma antena, devem ser levadas em consideração as perdas entre o alimentador da

antena e o *LNA*. Nesta condição, existirão seções de guia e o circulador de microondas, como apresentado na Figura 5.15 (b).

Estas perdas não são levadas em consideração no somatório de atenuação do *down-link*, em ambas as condições mostradas nas Figuras 5.15 (a) e (b), pois são normalmente empregadas para determinação da relação $(G/T)_d$, como pode ser verificado no Anexo III.

5.4.7. Conclusão

Com todas as equações de enlace e com as características do sistema que utilizará o *transponder*, é possível solucionar toda a estrutura de rádio-enlace, obtendo-se o melhor desempenho possível, sem nenhum tipo de aproximação inadequada que implique em exagero nos parâmetros obtidos como resultados.

Em muitas situações, os enlaces são construídos com margens significativas de ganho de antena e potências de transmissão, para possibilitar manobras práticas em operação, por não levar em consideração todas as características dos *transponders* e do meio, que impactam, consideravelmente, o custo final da estrutura.

Referência Bibliográfica

- ¹ Ha, Tri Ti . *Digital Satellite Communications*. Macmillan Publishing Comp., 1986.
- ² StarOne - Diretoria de operações e engenharia - Gerência de sistemas de comunicações, DOC.: CTS-SISCOM/ENGSIS-02001/00 - *Características do sistema brasileiro de telecomunicações via satélite para projeto técnico de redes de comunicações de dados, voz e vídeo*. (24 de abril de 2002).
- ³ Kuperus, Bart. *Satellite & TV Handbook*. 4th Ed.. Billboard Books - BPI Communications, Inc., 1997.
- ⁴ Pratt, Timothy; Bostian, Charles W.; Allnutt, Jeremy E.; *Satellite Communications*. 2nd Ed.. John Wiley & Sons, 2002.
- ⁵ BRASILSAT B4 Down-link Nacional (Transponder Típico) EIRP(dBw). Disponível em: < <http://www.starone.com.br/starone/satelites2.php> > Acessado em 18 de janeiro de 2004.
- ⁶ Ribeiro, J. A. Justino. *Propagação de ondas eletromagnéticas - Princípios e Aplicações*. INATEL, 2003
- ⁷ Maral, G.; Bousquet, M., *Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology*, 4th Ed.. John Wiley & Sons Inc, 2002.
- ⁸ Rec. ITU-R S.1064-1. *Pointing accuracy as a design objective for earthward antennas on board geostationary satellites in the fixed-satellite service*, (1995).
- ⁹ Rec. ITU-R P.618-8. *Propagation data prediction methods for the design of Earth-space telecommunication systems*, (2003).
- ¹⁰ Rec. ITU-R P.838-2. *Specific attenuation model for rain for use in prediction methods*, (2003)
- ¹¹ Rec. ITU-R P.839-3. *Rain height model for prediction methods*, (2001).
- ¹² Fontes, Marlene Sabino et alli. *Medidas radiométricas da atenuação por chuva em regiões tropicais e equatoriais*. Centro de Estudos em Telecomunicações da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (CETUC-PUC-RJ). Junho, 1994.
- ¹³ Rec. ITU-R P.837-4. *Characteristics of precipitation for propagation modeling*, (2003)

Capítulo 6

Plataformas Computacionais Implementadas

6.1. Introdução

Durante o período de elaboração desta dissertação foram desenvolvidas duas plataformas computacionais, para uso em estudos na área de comunicação via satélite e de não linearidade de amplificadores de RF.

A primeira ferramenta desenvolvida permite analisar as séries de Taylor que representam a função de transferência dos amplificadores de RF. Com esta ferramenta é possível obter a função de transferência, graficamente, com a indicação do ponto de compressão de 1dB, a análise no domínio temporal e o espectro de frequências.

Esta ferramenta possibilita operar com várias portadoras de forma simultânea, dando ao usuário a possibilidade de verificar as distorções geradas por um amplificador na amplitude dos sinais e, conseqüentemente, o resultado no domínio da frequência.

A segunda ferramenta é um programa que possibilita realizar o dimensionamento de um enlace via satélite, com modulações digitais empregadas neste tipo de serviço.

Com diferentes possibilidades, o programa permite o cálculo dos parâmetros essenciais das estações terrenas, a partir dos dados do satélite em utilização e do número de portadoras que realizam o múltiplo acesso.

Em ambos os casos as ferramentas podem ser utilizadas em ambientes acadêmicos e corporativos, na intenção de obter resultados rápidos e confiáveis, sem que sejam demandados grandes recursos computacionais.

6.2. Programa para Análise de Amplificadores de RF

6.2.1. Função de Transferência dos Amplificadores

Na tela inicial do programa, para análise de amplificadores, é apresentado o gráfico da função de transferência. Além disso, existe a entrada de dados que caracteriza o comportamento do sinal e outras funções, para melhor utilização e visualização dos resultados. A Figura 6.1 apresenta uma visão geral de toda a tela, que será discutida por partes, ao longo deste capítulo.

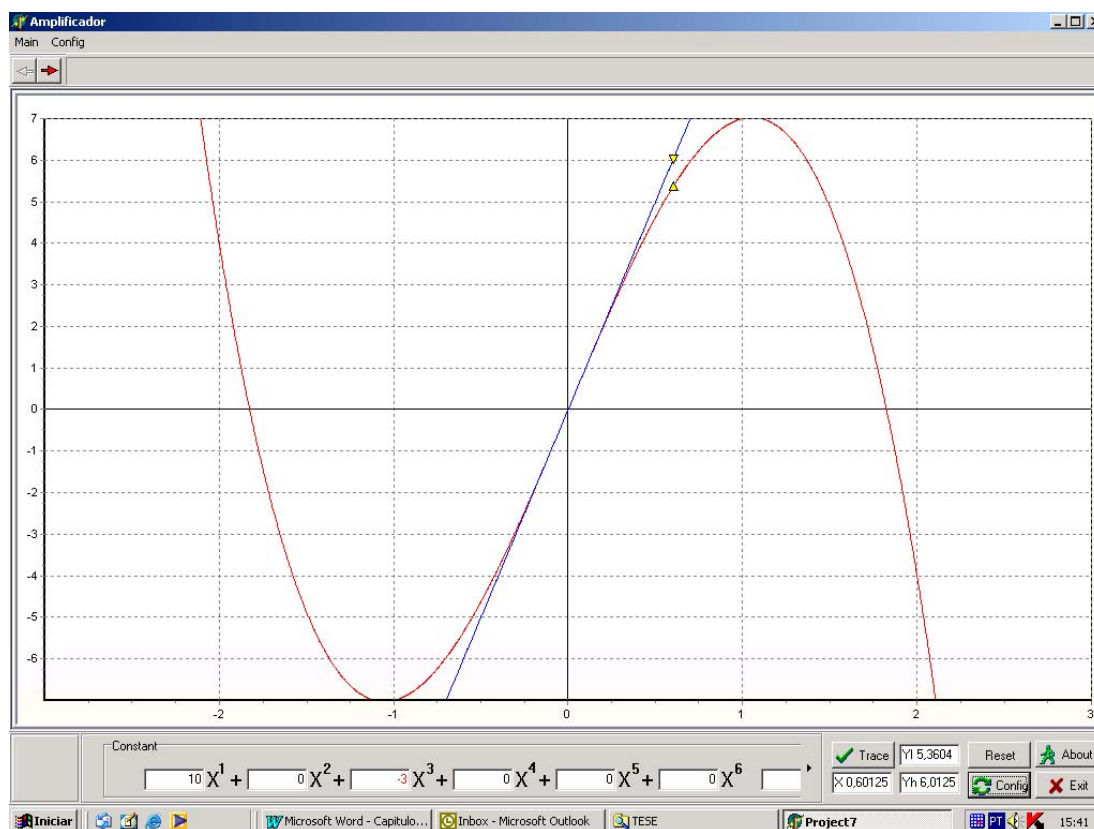


Figura 6.1. Tela inicial do programa para Análise de Amplificadores.

A parte central da tela apresenta a função de transferência do amplificador analisado, com a indicação do ponto de compressão de $1dB$, em amarelo, na resposta

linear tomada como referência (Curva Azul) e na função de transferência (Curva Vermelha).

Para melhor visualização, a parte inferior da primeira tela é particionada, enfatizando a função de cada um dos botões e janelas.

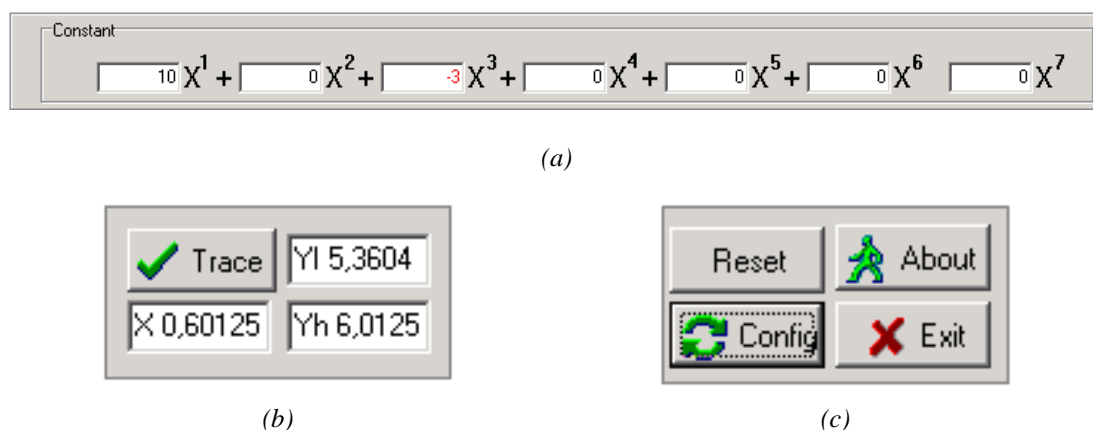


Figura 6.2. (a) Entrada dos coeficientes do polinômio; (b) Comando para traçar os gráficos e indicação dos valores do ponto de compressão de $1dB$; (c) Comandos de operação.

A Figura 6.2 (a) apresenta a forma como se realiza a inserção dos dados que representam os coeficientes da série de Taylor. Os coeficientes negativos são apresentados vermelho, para facilitar a visualização do usuário. Nesta versão, é possível trabalhar com séries de até sete termos, condição esta suficiente para atender a todas as condições encontradas em aplicações práticas para amplificadores de RF.

Depois que são inseridos todos os dados referentes aos coeficientes da série de Taylor, deve-se atuar no comando TRACE, indicado na Figura 6.2 (b). Com a curva da função de transferência traçada é possível verificar a indicação gráfica do ponto de compressão de $1dB$.

Além disso, o ponto de compressão de $1dB$ é apresentado através dos valores numéricos nas três janelas exibidas pela Figura 6.2 (b).

Na Figura 6.2 (c), tem-se a apresentação de quatro comandos, sendo estes:

- **RESET:** Este comando permite apagar o valor de todos os coeficientes e também apagar a curva, permitindo que o usuário possa realizar a análise de uma outra função qualquer.

- ❑ **ABOUT:** Descreve algumas características do software, tais como: versão, data, nome dos desenvolvedores e instituição.
- ❑ **EXIT:** Este comando permite ao operador finalizar a execução do programa.
- ❑ **CONFIG:** Este comando permite configurar os eixos das grandezas de entrada e saída, bem como a cor e a largura dos traços que representam as funções. Ao acionar este botão uma outra janela se abre oferecendo todas as opções comentadas, como apresentado na Figura 6.3.

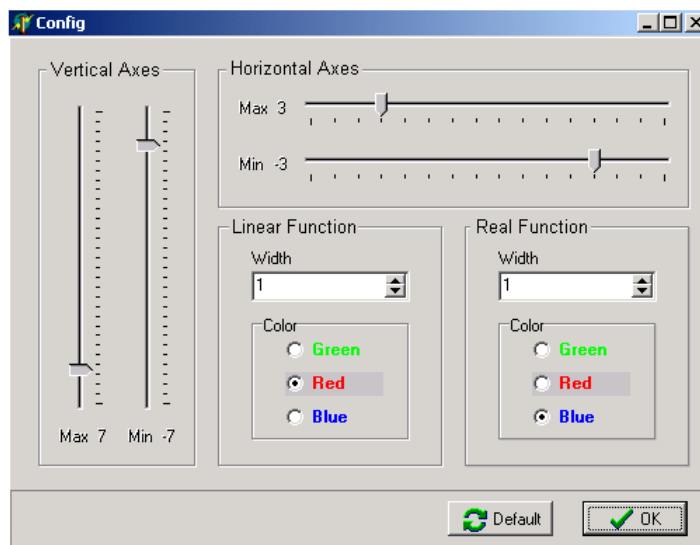


Figura 6.3. Figura da janela atrelada ao comando CONFIG.

Na primeira tela existe uma régua de comandos na parte superior, com dois comandos, sendo estes:

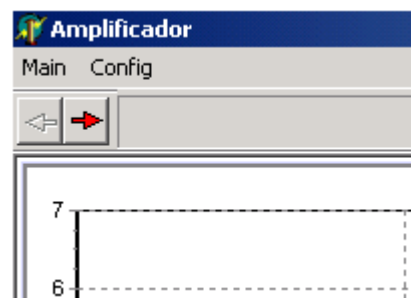


Figura 6.4. Comando na parte superior da primeira janela do programa.

- ❑ **MAIN:** Permite ao usuário acessar a tela principal que explica como atuar no programa e informa quais os resultados que podem ser obtidos. Em resumo, funciona como um *help*.

- ❑ **CONFIG:** Permite configurar as cores de fundo do gráfico.

As setas visualizadas na Figura 6.4, abaixo dos comandos MAIN e CONFIG devem ser utilizadas para avançar ou voltar de uma tela para outra, iniciando na tela que exibe a função de transferência, passando pela tela que apresenta a análise temporal e chegando à última tela que oferece os resultados da análise no domínio da frequência.

6.2.2. Análise no domínio do tempo

Com as características do amplificador devidamente registradas, através da primeira tela, o usuário pode avançar para a tela seguinte e realizar a análise no domínio do tempo, como pode ser visualizado na Figura 6.5.

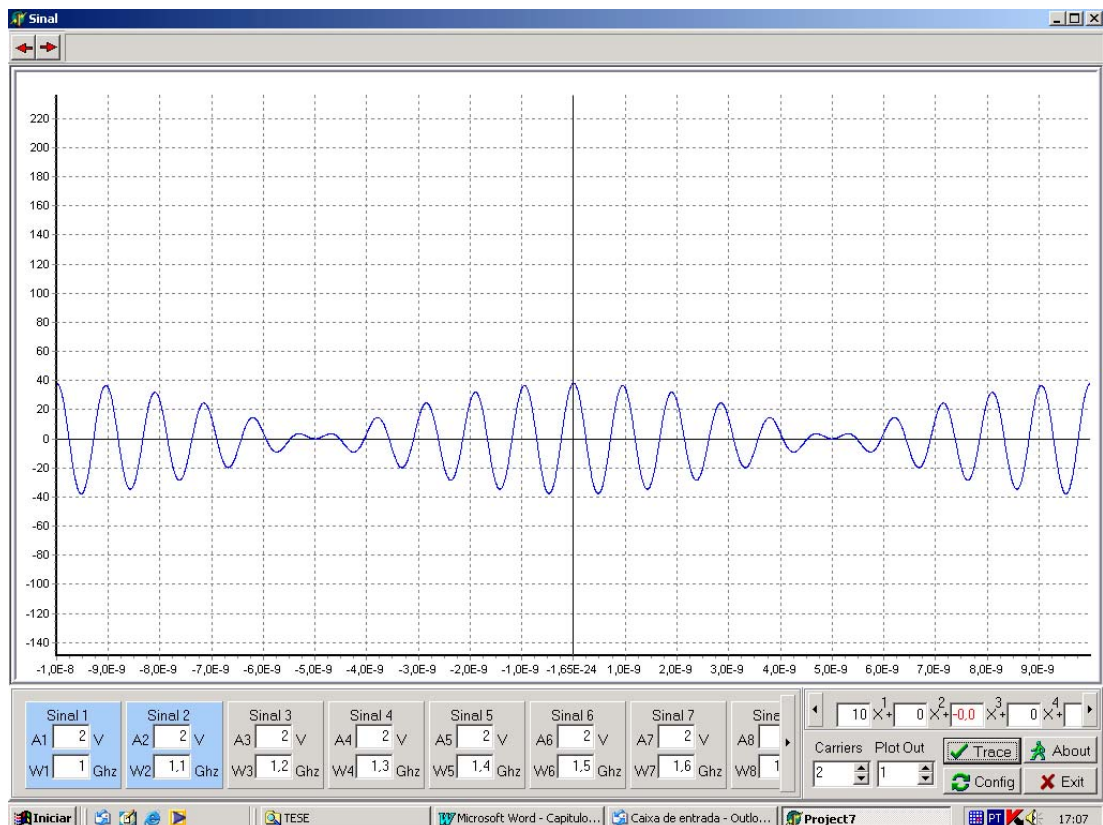


Figura 6.5. Tela para análise no domínio do tempo.

A forma de onda apresentada na Figura 6.5 é referente ao sinal de saída do amplificador analisado. Na Figura 6.6, tem-se algumas partes nas quais foi efetuada uma ampliação para facilitar a descrição da função de todos os elementos da tela. Este

programa possibilita trabalhar com até 10 portadoras de comportamento cossenoidal, trafegando, simultaneamente, pelo amplificador.

Sinal 1 A1 2 V W1 1 Ghz	Sinal 2 A2 2 V W2 1.1 Ghz	Sinal 3 A3 2 V W3 1.2 Ghz	Sinal 4 A4 2 V W4 1.3 Ghz	Sinal 5 A5 2 V W5 1.4 Ghz	Sinal 6 A6 2 V W6 1.5 Ghz	Sinal 7 A7 2 V W7 1.6 Ghz	Sinal 8 A8 2 V W8 1.7 Ghz	Sinal 9 A9 2 V W9 1.8 Ghz	Sinal 10 A10 2 V W10 1.9 Ghz
-------------------------------	---------------------------------	---------------------------------	---------------------------------	---------------------------------	---------------------------------	---------------------------------	---------------------------------	---------------------------------	------------------------------------

(a)

10 X +	0 X +	-0.3 X +	0 X +	0 X +	0 X +	0 X +
--------	-------	----------	-------	-------	-------	-------

(b)

Carriers	Plot Out
2	1

(c)

Figura 6.6. (a) Entrada de dados para as portadoras: amplitude e freqüência; (b) Apresentação dos coeficientes da série de Taylor; (c) Seleção do número de portadoras e da quantidade de pontos a serem plotados.

A Figura 6.6 (a) apresenta a janela que o usuário utiliza para entrar com os dados de amplitude e freqüência, de cada cossenóide a ser aplicada na entrada do amplificador. Na Figura 6.6 (b) é apresentada a janela da segunda tela que permite ao usuário visualizar o valor dos coeficientes da série de Taylor.

A Figura 6.6 (c) apresenta uma janela com a entrada de dois dados para simulação. A caixa de entrada CARRIERS permite ao usuário selecionar quantas portadoras serão ativadas para a análise. Neste caso, estão ativadas duas portadoras, como indicado na Figura 6.6 (c). As portadoras ativadas serão sempre marcadas em azul, como apresentado na Figura 6.6 (a). A função PLOT OUT determina qual o número de pontos a serem marcados na tela, permitindo que, em algumas situações, os resultados sejam apresentados com maior velocidade.

6.2.3. Análise no domínio da freqüência

Depois de apresentada a resposta no domínio do tempo, o usuário pode avançar mais uma tela e obter a resposta do amplificador no domínio da freqüência, como apresentado na Figura 6.7. Com esta ferramenta é possível verificar a presença dos produtos de intermodulação e medir os níveis apresentados pelos mesmos.

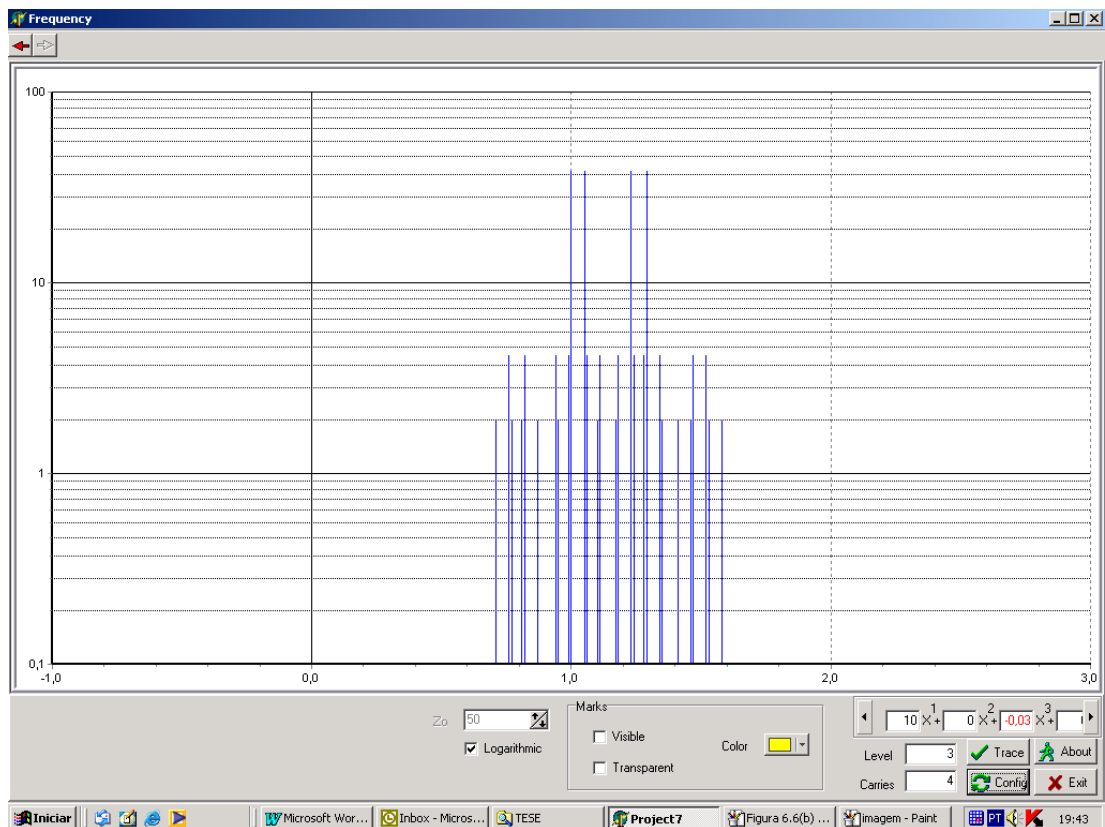


Figura 6.7. Tela com análise no domínio da frequência.

Através do comando CONFIG é possível trabalhar com o eixo da frequência, expandido-o ou comprimindo-o para obter a melhor representação possível.

Nesta tela existem algumas possibilidades de operação, que serão expostas com o auxílio da Figura 6.8, que demonstra algumas janelas.

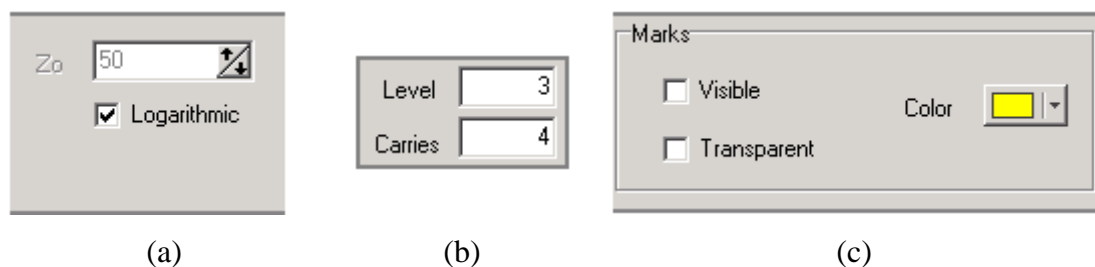


Figura 6.8. (a) Escolha da impedância característica de trabalho, para determinação dos valores de potência; (b) Escolha dos produtos de intermodulação e do número de portadoras a ser apresentado no gráfico; (c) Escolha da indicação de valores de cada componente no espectro de frequências.

Na Figura 6.8 (a) visualizam-se os campos para a escolha de apresentação do eixo de amplitudes em escala logarítmica. Neste caso, são apresentados os valores de potência e deve ser feita a escolha do valor da impedância característica com que o

sistema trabalha. Na Figura 6.8 (b) estão apresentadas as janelas em que o operador pode escolher até qual a ordem dos produtos de intermodulação que deve ser exibida na tela através da função LEVEL, ou o número de portadoras presentes na análise através da função CARRIERS. Neste último caso é possível diminuir o número determinado na segunda tela, onde se realiza a escolha de quais portadoras farão parte da análise.

A última janela apresentada na Figura 6.8 (c) permite tornar visível o nível de cada portadora, evidenciado em uma cor escolhida pelo operador que, neste caso específico, foi o amarelo. Esta funcionalidade pode ser visualizada na Figura 6.9.

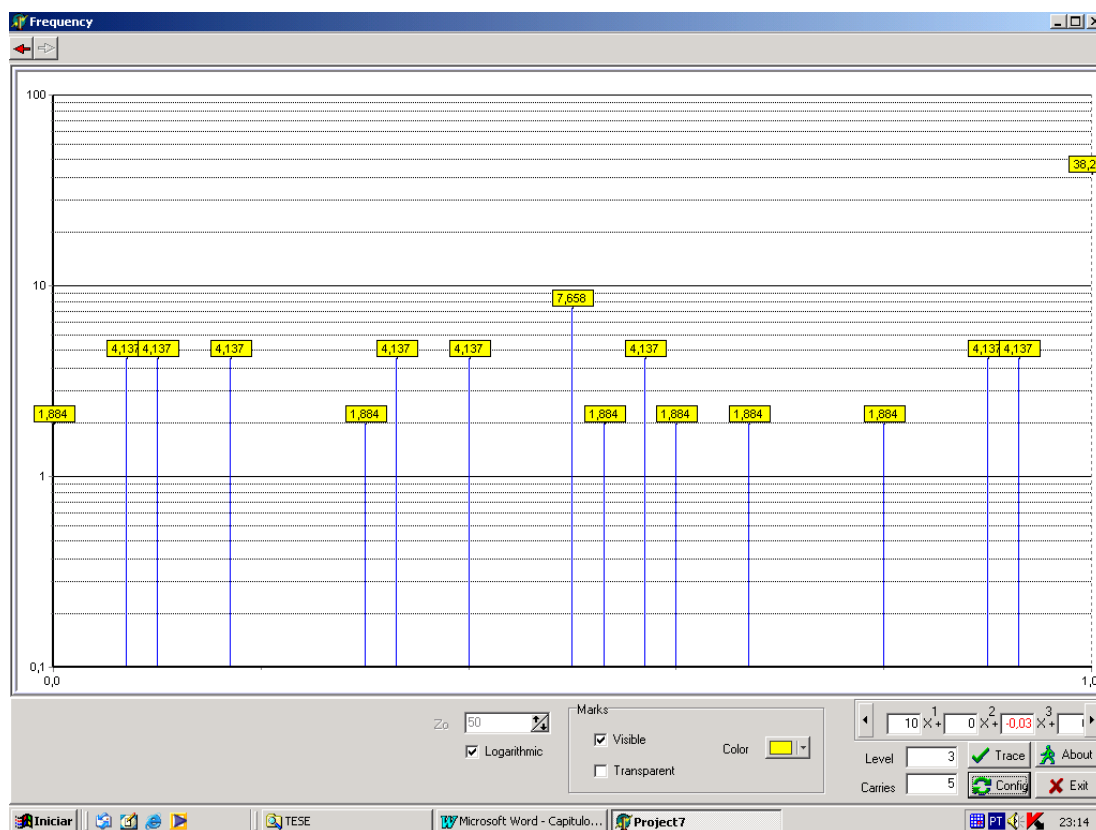


Figura 6.9. Espectro de freqüências com indicação do nível de amplitude.

A listagem do programa se encontra no Apêndice G. Este software foi construído utilizando a ferramenta BORLAND DELPHI 6.0 - Linguagem PASCAL^{1,2}.

6.3. Programa para cálculo de enlace via satélite

Neste programa é possível dimensionar os principais parâmetros de um enlace via satélite, utilizando modulação digital. O programa é composto de várias janelas para inserção de dados e uma janela final que apresenta todos os dados fornecidos pelo projetista e todos os resultados esperados. Caso algum parâmetro fornecido pelo projetista esteja inviabilizando o projeto como um todo, é apresentada uma janela com mensagens indicando os pontos limitantes. Todas estas características e a forma de operação estão apresentadas a seguir.

Inicialmente, é apresentada uma janela, que oferece a possibilidade de finalização do programa, através do MENU, ou o início do projeto de um novo enlace, através da opção NOVO PROJETO, como apresentado na Figura 6.10.



Figura 6.10. Tela inicial do programa para cálculo de enlaces via satélite.

Iniciando um novo projeto, o usuário deve entrar com as informações de taxa de transmissão, fator de *roll-off* do modulador e o tipo de modulação, como apresentado na Figura 6.11.

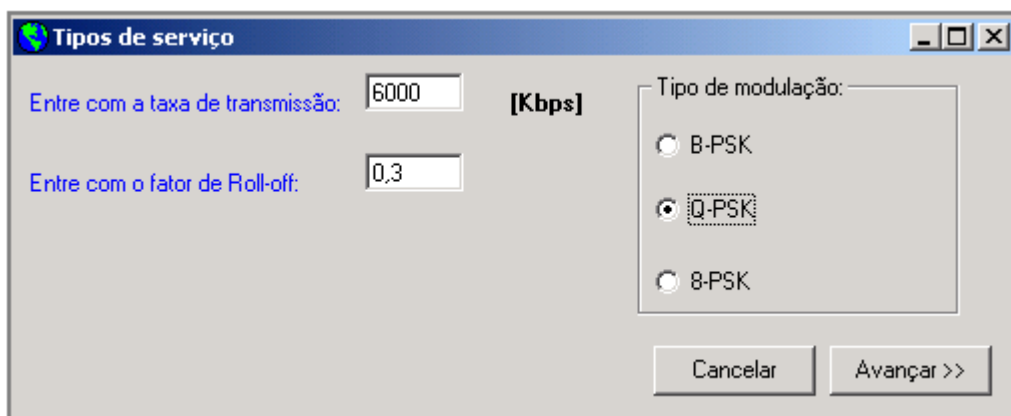


Figura 6.11. Entrada de dados referentes à taxa de transmissão e ao tipo de modulação.

Depois de ter entrado com os dados referentes à taxa de transmissão e modulação, o usuário deve avançar para próxima tela, onde entrará com os dados do satélite, como pode ser visualizado na Figura 6.12.

Figura 6.12. Dados do Satélite empregado no enlace.

O passo seguinte é o da entrada com dados do enlace e de alguns componentes do sistema. Na janela seguinte são pedidos os dados referentes às frequências de operação de *up-link* e *down-link* e às temperaturas de ruído da antena de recepção e dos amplificadores *LNA* ou *LNB* empregados no sistema.

Figura 6.13. Janela para entrada dos dados de frequência dos enlaces de subida e descida e as temperaturas de ruído da antena de recepção e os amplificadores de baixo ruído *LNA* - *LNB*.

A janela seguinte oferecerá as possibilidades de cálculos oferecidas pelo programa, sendo estas:

- ❑ Cálculo da potência de transmissão;
- ❑ Cálculo do diâmetro da antena de transmissão;
- ❑ Cálculo do diâmetro da antena de recepção;
- ❑ Cálculo do *back-off* ideal.

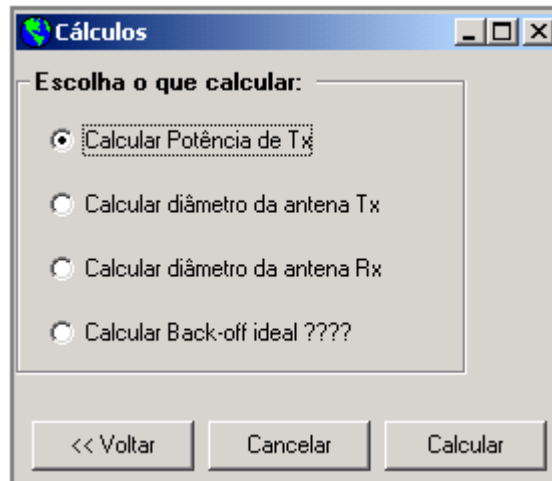


Figura 6.14. Janela com opções de cálculos oferecidas pelo programa.

6.3.1. Cálculo da potência de transmissão

Com a opção para cálculo da potência de transmissão, serão questionados outros parâmetros, como apresentado na Figura 6.15, sendo estes:

- Ganho da antena de transmissão;
- Ganho da antena de recepção;
- Número de portadoras;
- Taxa de erro de bit (*BER*).

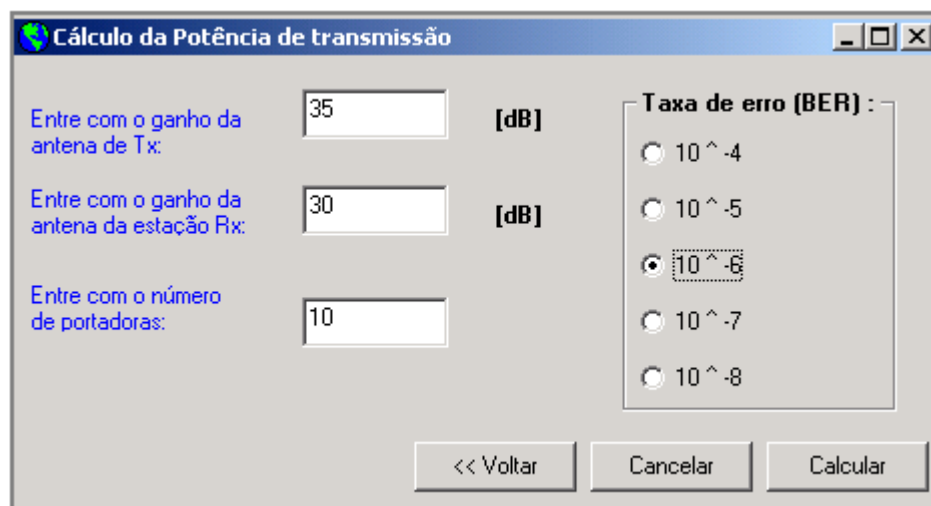


Figura 6.15. Janela para entrada de dados para cálculo da potência de transmissão.

Desta forma, os resultados são apresentados numa tela final, como demonstra a Figura 6.16.

Resultado

Aqui estão apresentados todos os dados relativos ao enlace e o resultado da potência de transmissão necessária.

Taxa de transmissão: [MHz]

Fator de Roll:

Tipo de modulação:

Fluxo se saturação: [dBW/m²]

Relação G/T dosatélite: [dB/K]

EIRP do satélite: [dBW]

Frequência de up-link: [MHz]

Frequência de down-link: [MHz]

Temperatura de ruído do LNB ou LNA: [dB/K]

Temperatura de ruído da antena: [dB/K]

Largura de faixa necessária: [KHz]

Com base nesses dados, temos para esse enlace a seguinte solução no que se diz respeito a potência de transmissão:

Potência de transmissão em dB: [dBW]

Potência de transmissão em Watts: [W]

Com os seguintes ganhos das antenas:

Ganho da antena de transmissão: [dB]

Ganho da antena de recepção: [dB]

Taxa de erro:

Outros cálculos Recalcular Imprimir Fechar

Figura 6.16. Tela final com a apresentação dos resultados da potência de transmissão em [W] e [dBW]

Do lado esquerdo da tela, estão apresentados os parâmetros do enlace que foram tomados como dados de entrada, para realização dos cálculos. No lado direito superior da tela, estão apresentados os resultados obtidos e o ganho das antenas das estações de transmissão e recepção.

Na parte inferior do lado direito, estão alguns comandos que oferecem maior versatilidade à tela final do programa. A função de cada um destes comandos é apresentada abaixo:

- ❑ **OUTROS CÁLCULOS:** Permite voltar à tela da Figura 6.14 e escolher qualquer outro parâmetro para ser calculado;
- ❑ **RECALCULAR:** na tela final existe a possibilidade de se alterar o tipo de modulação e a taxa de erro nominal de operação. Se for realizada a mudança de algum destes parâmetros, o comando RECALCULAR deve ser acionado, para que os resultados sejam atualizados na tela de respostas;

- ❑ IMPRIMIR: Comando utilizado para impressão de todos os resultados e dados apresentados pela tela final;
- ❑ FECHAR: comando utilizado para finalizar a operação do software.

6.3.2. Cálculo do diâmetro da antena de transmissão

Se na tela de opção de cálculos, apresentada na Figura 6.14, for feita a escolha para cálculo do diâmetro da antena de transmissão, tem-se uma nova tela para entrada de dados, como apresentado na Figura 6.17.

Figura 6.17. Janela para entrada de dados para cálculo do ganho da antena de transmissão.

A tela apresentada acima é utilizada pelo usuário, para entrar com os dados relacionados ao cálculo do ganho das antenas de transmissão. Estes dados são listados abaixo:

- ❑ Potência de transmissão;
- ❑ Ganho da antena de recepção;
- ❑ Número de portadoras;
- ❑ Taxa de erro de bit (*BER*).

Com estes dados devidamente computados, é feito o cálculo do parâmetro em questão, resultando na tela final com todos as informações utilizadas para o cálculo e os resultados finais.

É importante ressaltar que a tela final se altera, para oferecer os resultados em função da variável a ser calculada, ou melhor, em função do parâmetro que se deseja encontrar.

Resultado

Aqui estão apresentados todos os dados relativos ao enlace e o resultado do ganho da antena de transmissão necessário.

Taxa de transmissão: [MHz]

Fator de Roll:

Tipo de modulação:

Fluxo de saturação: [dBW/m²]

Relação G/T do satélite: [dB/K]

EIRP do satélite: [dBW]

Frequência de up-link: [MHz]

Frequência de down-link: [MHz]

Temperatura de ruído do LNB ou LNA: [dB/K]

Temperatura de ruído da antena: [dB/K]

Largura de faixa necessária: [KHz]

Com base nesses dados, temos para esse enlace a seguinte solução no que se diz respeito ao ganho da antena de transmissão:

Ganho da antena transmissora: [dB]

Diâmetro da antena transmissora: [m]

Com os seguintes dados de PTx e ganho:

Potência de transmissão: [dBW]

Ganho da antena de recepção: [dB]

Taxa de erro:

Outros cálculos

Figura 6.18. Tela final com a apresentação dos resultados do ganho da antena transmissora e seu diâmetro.

6.3.3. Cálculo do diâmetro da antena de recepção

Da mesma forma que, na condição anterior, o usuário realiza a escolha do parâmetro através da tela apresentada na Figura 6.14, o que resulta na tela para entrada dos parâmetros finais, neste caso representada na Figura 6.19.

O cálculo do ganho da antena de recepção exige, como dados finais, os parâmetros listados abaixo:

- ❑ Potência de transmissão;
- ❑ Ganho da antena de transmissão;
- ❑ Número de portadoras;
- ❑ Taxa de erro de bit (*BER*).

O resultado final é apresentado no mesmo formato que os anteriores, mas com os dados de interesse para esta condição. A Figura 6.20 apresenta a tela de resultados.

Ganho e diâmetro da antena de recepção

Entre com a potência de Transmissão: [dBw]

Entre com o ganho da antena da estação Tx: [dB]

Entre com o número de portadoras:

Taxa de erro (BER):

- 10^{-4}
- 10^{-5}
- 10^{-6}
- 10^{-7}
- 10^{-8}

<< Voltar Cancelar Calcular

Figura 6.19. Janela para a entrada de dados para cálculo do ganho da antena de recepção.

Resultado

Aqui estão apresentados todos os dados relativos ao enlace e o resultado do ganho da antena de recepção necessário.

Taxa de transmissão: [MHz]

Fator de Roll:

Tipo de modulação:

Fluxo se saturação: [dBw/m²]

Relação G/T dosatélite: [dB/K]

EIRP do satélite: [dBW]

Frequência de up-link: [MHz]

Frequência de down-link: [MHz]

Temperatura de ruído do LNB ou LNA: [dB/K]

Temperatura de ruído da antena: [dB/K]

Largura de faixa necessária: [KHz]

Com base nesses dados, temos para esse enlace a seguinte solução no que se diz respeito ao ganho da antena de recepção:

Ganho da antena receptora: [dB]

Diâmetro da antena receptora: [m]

Com os seguintes dados de PTx e ganho:

Potência de transmissão: [dBw]

Ganho da antena de transmissão: [dB]

Taxa de erro:

Outros cálculos Recalcular Imprimir Fechar

Figura 6.20. Tela final com a apresentação dos resultados de ganho da antena de recepção com o diâmetro estimado.

6.3.4. Cálculo do *back-off*

O cálculo de *back-off* pode ser realizado para diversas possibilidades, dentro do projeto de enlace via satélite. Neste programa, optou-se pela determinação *do back-off*, com as estações já dimensionadas, apenas para a verificação dos valores adotados no conjunto de toda a estrutura.

Nas próximas versões do software, o programa oferecerá a possibilidade de explorar todo o enlace, levando em consideração as expressões de *Back-off* de entrada e saída, para obtenção de todos os parâmetros dos componentes envolvidos no enlace, tais como:

- ❑ Potência de transmissão da estação terrena de transmissão;
- ❑ Ganho da antena de recepção;
- ❑ Número de portadoras;
- ❑ Parâmetros de não linearidade do satélite.

The image shows a software dialog box titled "Ganho e diâmetro da antena de recepção". It contains several input fields and a group of radio buttons. The input fields are: "Entre com a potência de Transmissão:" with the value 30 [dBw]; "Entre com o ganho da antena da estação Tx:" with the value 40 [dB]; "Entre com o número de portadoras:" with the value 22; "K1" with an empty field; and "K3" with an empty field. The radio buttons are under the heading "Taxa de erro (BER) :" and include options for 10^{-4} , 10^{-5} , 10^{-6} (which is selected), 10^{-7} , and 10^{-8} . At the bottom, there are three buttons: "<< Voltar", "Cancelar", and "Calcular".

Figura 6.21. Janela de entrada dos dados para cálculo do *back-off*.

Nesta rotina do programa são utilizados apenas os valores de K_1 e K_3 da série de Taylor que representa o comportamento do *transponder*, pois os valores de (C/N) não são severamente afetados pelos outros coeficientes, uma vez que no comportamento dos amplificadores, são os produtos de terceira ordem os principais responsáveis pela degeneração do sinal e, conseqüentemente, a geração dos produtos de intermodulação.

Estas considerações são discutidas de forma mais ampla no Capítulo 4, onde são abordadas as características de não linearidade dos *transponders*.

Resultado

Aqui estão apresentados todos os dados relativos ao enlace e o resultado da potência de transmissão necessária.

Com base nesses dados, temos para esse enlace a seguinte solução no que se diz respeito a potência de transmissão:

Taxa de transmissão: [MHz]

Fator de Roll:

Tipo de modulação:

Fluxo se saturação: [dBW/m²]

Relação G/T dosatélite: [dB/K]

EIRP do satélite: [dBW]

Frequência de up-link: [MHz]

Frequência de down-link: [MHz]

Temperatura de ruído do LNB ou LNA: [dB/K]

Temperatura de ruído da antena: [dB/K]

Largura de faixa necessária: [KHz]

BO out: [dB]

BO out:

Taxa de erro:

Figura 6.22. Tela final com a apresentação dos resultados do cálculo de back-off.

6.3.5. Telas de erro

Quando algum dado requisitado pelo programa estiver errado ou insuficiente para cálculo da variável escolhida, aparecerá uma mensagem de erro correspondente ao problema. Como exemplo, pode-se visualizar a Figura 6.23.

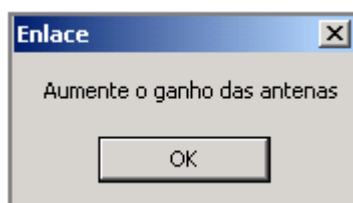


Figura 6.23. Tela com indicação de erro

A listagem do programa se encontra no Apêndice G. Este software foi construído utilizando a ferramenta BORLAND DELPHI 6.0 - Linguagem PASCAL^{1,3,4}.

Referência Bibliográfica

- ¹ Borland. *Delphi Documentation*. Disponível em: <http://www.borland.com/products/downloads/download_delphi.html> Acesso em 20 de dezembro de 2003.
- ² Manzano, J. A. N. G.; Yamatumi, W. Y. Estudo Dirigido de Turbo Pascal. 6^a Ed. Editora Érica, 2000.
- ³ Vozikis, C. C. *Delphi 6.0 - Desenvolvendo Aplicações*. Editora Érica, 2002.
- ⁴ Web Mundi - Informática - Negócios - Serviços. *Funções e Componentes* Disponível em: <<http://www.webmundi.com/delphi/dfuncao.asp>> Acesso em: 25 de novembro de 2003.

Capítulo 7

Comentários e conclusão

7.1. Objetivos alcançados com este trabalho

Na literatura clássica de comunicação via satélite, o projeto de enlaces é sempre realizado sem que a não linearidade oferecida pelos *transponders* seja completamente abordada ou devidamente calculada.

Neste trabalho, a intenção foi criar uma forma onde fosse sistematizado o cálculo da relação portadora/ruído de intermodulação para viabilizar o estudo dos enlaces com todos os fatores de degradação encontrados nas operações de uso comercial.

Nas operações via satélite, existe uma grande diversidade de sistemas e serviços, fazendo com que diversas formas de sinais trafeguem pelo *transponder*, de forma segmentada ou até mesmo de maneira conjunta.

Esta condição, coloca diferentes variáveis no estudo dos enlaces. Por um *transponder* podem trafegar portadoras moduladas de forma analógica ou digital, com diferentes larguras de banda, o que resulta em diferentes densidades de potência.

Por este motivo, este trabalho centralizou sua atenção no desenvolvimento de equações que possibilitam a determinação da relação portadora/ruído, levando em consideração a função de transferência dos *transponders* e o número de portadoras, com mesmas amplitudes, num *transponder* com técnica *FDMA*.

Ao longo deste desenvolvimento foram observadas algumas características de operação, que podem trazer grandes melhorias ao desempenho dos enlaces, como descrito pelo *Lema 1*, no Capítulo 4.

No entanto, como o atendimento ao *Lema 1*, cria dificuldades na alocação de canais, provocando desperdício de banda, o *Lema 2* apresentou equações que viabilizam a determinação do $(C/N)_{IMD}$ para condições extremas, onde as hipóteses do *Lema 1* estão ou não verificadas. A comprovação do *Lema 1* foi realizada, com maior velocidade, com o uso do programa para análise da não linearidade de amplificadores apresentado no Capítulo 6 e desenvolvido como ferramenta para tese.

Desta forma, os projetistas já podem contar com uma ferramenta de cálculo que possibilita encontrar os valores de $(C/N)_{IMD}$ e relacioná-los com as outras relações portadora/ruído, tendo uma boa estimativa de como serão degenerados os sinais que trafegam pelo *transponder* e, com isso, saber quais são os pontos de maior importância na solução dos problemas ligados à melhor adequação dos enlaces.

As equações propostas no *Lema 2* não são a expressão da verdade quando se trabalha com sinais modulados. No entanto, oferecem um resultado próximo dos obtidos nas condições reais de trabalho, evitando que os projetos de enlaces via satélite trabalhem com margens desnecessárias que oneram a operação.

Além do estudo da não linearidade, o trabalho ao longo desta tese voltou-se para a determinação completa dos fatores de degradação do enlace, como perdas por desapontamento, perdas por rotação de Faraday, perdas por chuva e vários outros agentes ligados ao meio de transmissão ou aos componentes.

Este estudo mais abrangente resultou em um outro programa que nos possibilita calcular os enlaces via satélite, com diferentes rotinas que dão maior versatilidade ao operador na determinação de diferentes fatores. Este programa também está apresentado no Capítulo 6.

7.2. Proposta para novos estudos

Atualmente, a grande maioria dos usuários de satélites utilizam sistemas digitais. No Brasil, os grandes usuários dos serviços analógicos são as empresas de TV,

que utilizam a cobertura via satélite nacional como instrumento para suprir as deficiências da distribuição terrestre de seus sinais.

No entanto, até mesmo estas empresas estão, gradativamente, abandonando a tecnologia analógica e adotando a tecnologia digital que, acompanhada das técnicas de compressão, trazem uma grande redução no uso das bandas e no custo de aluguel dos *transponders*.

Este estudo poderá ser evoluído para a análise com portadoras moduladas, podendo ser dividido em três etapas, em função do grau de desenvolvimento das comunicações via satélite.

- O primeiro avanço deste trabalho poderá ocorrer com a análise dos enlaces com modulações digitais.
- Na segunda etapa, poderá ser desenvolvido um estudo com sinais modulados em FM, que são predominantes nos sistemas analógicos via satélite.
- Finalmente, caso seja considerado relevante, o estudo com modulações analógicas e digitais operando de forma conjunta, em um mesmo *transponder*, com técnica *FDMA*.

7.3. Artigos Publicados relacionados à esta dissertação

- [1] Marins, C.N. and Silveira, M., *An Efficient Numerical Analysis for Links of Satellites in Digital Communication Systems*; IEEE APS URSI 2002, SAN ANTONIO, TX, USA.
- [2] Marins, C.N. and Silveira, M., *Análise de dispositivos não lineares em RF para Sistemas FDMA*, International Week of Telecommunication 2002, INATEL, Santa Rita do Sapucaí, BRASIL.
- [3] Marins, C.N. and Silveira, M., *A consistent numerical platform to analyze Non-Linear components with Multiple Carriers*; IEEE APS URSI 2003, Columbus, OH, USA.
- [4] Marins, C.N. and Silveira, M., *An Efficient Structure for Testing Parabolic Antennas used In Home TV Reception via Satellite*; IEEE APS URSI 2003, Columbus, OH, USA.
- [5] Marins, C.N. and Silveira, M., *Análise de Componentes Não Lineares Operando com Múltiplas Portadoras*; IEEE ICECE 2003, São Vicente, SP, Brasil.
- [6] Marins, C.N. and Silveira, M., et. al., *O Ensino de Circuitos Eletrônicos Não Lineares em Alta Freqüência utilizando o Programa Genesys-Harbec no Curso de Engenharia Eletrônica*; IEEE ICECE 2003, São Vicente, SP, Brasil.

- [7] Marins, C.N. and Silveira, M., *A New Numerical Approach to estimate the Intermodulation Levels in the Transponders for Links via Satellite Communications*; to be presented – IEEE APS URSI 2004, Monterey, CA, USA.
- [8] Marins, C.N. and Silveira, M., *Otimização de Casadores de Impedância com trechos de $\lambda/4$ em Combinadores/Divisores para sistemas de Banda Larga*; à ser apresentado, IEEE WCETE 2004 World Congress on Engineering and Technology Education, Guarujá, Brasil.
- [9] Marins, C.N. and Silveira, M., *Software Educacional para o cálculo de atenuação por chuva em enlaces via satélite nas bandas C, K_u e K_a* ; à ser apresentado, IEEE WCETE 2004 World Congress on Engineering and Technology Education, Guarujá, Brasil.
- [10] Marins, C.N. and Silveira, M., *An Educational Experimental Hardware for Video Digitalization*; à ser apresentado, IEEE WCETE 2004 World Congress on Engineering and Technology Education, Guarujá, Brasil.

7.4. Artigos à serem submetidos relacionados com a dissertação

- [11] Marins, C.N. and Silveira, M., *Critérios para determinação da relação Portadora/Ruído de Intermodulação em Amplificadores de RF*; in preparation, Revista Eletrônica do IEEE América Latina – Section 09.
- [12] Marins, C.N. and Silveira, M., *Método para Distribuição de Portadoras em um Transponder de Satélite com menor degeneração por Produtos de Intermodulação*; in preparation, IEEE IEE ISAP 2004 – International Symposium on Antennas and Propagation, Sendai, JAPÃO.

7.5. Artigos à serem submetidos não relacionados à dissertação

- [13] Marins, C.N. and Silveira, M., et. al., *ALC – Automatic Level Control*; to be submitted – Revista Telecomunicações, INATEL, MG, Brasil
- [14] Marins, C.N.M., Pereira, W.N.A., Silveira, M., et. al., *Development, Simulation and Measurements on a VHF Helical Filter*; to be submitted – Revista Telecomunicações, INATEL, MG, Brasil.

7.6. Artigos Extras Publicados no Mestrado

- [15] Marins, C.N. and Silveira, M., et. al., *A Project of Microstrip-Line in Printed Circuits and RF Circuits with Hybrid Substrate of Air-Fiberglass*; IEEE APS URSI 2002, San Antonio, TX, USA.
- [16] Marins, C.N.M., Pereira, W.N.A., Silveira, M., et. al., *Desenvolvimento, Simulação e Medidas em um filtro helicoidal na faixa de VHF*; CBMag 2002 – 5º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, Gramado, RS, Brasil

7.7. Artigos no Prelo

- [17] Marins, C.N. and Silveira, M., *A New Criteria to control the presence of the more relevant Intermodulation Products in the design of generic enlaces via satellite communications*; to be submitted – IEE Electronic Letter, UK.

Apêndice A

Bandas de frequências em comunicações via satélite

Banda	Frequência [GHz]	Aplicação
<i>L</i>	1 – 2	Serviços Móveis por Satélite (<i>SMS</i>)
<i>S</i>	2 – 4	<i>SMS</i> e Pesquisa em Espaço Profundo
<i>C</i>	4 – 8	Serviços Fixos por Satélite (<i>SFS</i>)
<i>X</i>	8 – 12,5	<i>SFS</i> Militar, Satélites Meteorológicos e Sensoriamento Remoto por Satélite
<i>K_u</i>	12,5 – 18	<i>SFS</i> , Serviço de Difusão por Satélite (<i>SDS</i>)
<i>K</i>	18 – 26,5	<i>SFS</i> e <i>SDS</i>
<i>K_a</i>	26,5 – 40	<i>SFS</i> e <i>SDS</i>

Apêndice B

Comparação de valores das larguras de feixe calculadas com as equações (2.9) e (2.10) com valores apresentados por fabricantes de antenas

Modelo de Antena	Fabricante	Diâmetro [m]	Frequência [GHz]	θ_{3dB} (°) Medido	θ_{3dB} (°) Calculado
3.7 - Meter Dual Reflector	Andrew	3,7	4	1,20	1,185
3.9 - Meter Dual Reflector Off-Set	Andrew	3,9	11	0,43	0,409
9.3 - Meter C-Band	Andrew	9,3	4	0,51	0,472
TX-FCC180	Patriot	1,8	4	2,60	2,437
Visiosat 85 Steel Alu	Visiosat	0,8	11,7	2,00	1,875

Apêndice C

Demonstração do *Lema 1* - Não coincidência

Para demonstração do *Lema 1* este apêndice trabalhará com o programa discutido no Capítulo 6 para análise de amplificadores de RF e serão analisadas condições utilizando três e quatro portadoras. Este apêndice apresentará os valores de $(C/N)_{IMD}$ para as condições de atendimento e não atendimento do *Lema 1*, como apresentado a seguir.

C.1. Valores de $(C/N)_{IMD}$ para três portadoras

Para as simulações foram utilizados os valores numéricos apresentados na Tabela C.1. Neste caso as hipóteses do *Lema 1* não estão sendo atendidas.

Tabela C.1. Valores para simulação dos efeitos de não linearidades, com três portadoras.

Coeficientes da Série de Taylor	$K_1 = 10$
	$K_3 = -0,03$
Amplitude das Cossenoides	$A = 2$
Frequências	$F_1 = 1,0 \text{ GHz}$
	$F_2 = 1,1 \text{ GHz}$
	$F_3 = 1,2 \text{ GHz}$

Neste caso ocorre a coincidência de alguns produtos de intermodulação na posição espectral, promovendo um aumento significativo do nível de intermodulação, que provoca uma redução considerável da relação portadora/ruído do sistema.

No caso específico abordado nesta simulação, o valor da relação portadora/ruído de intermodulação foi de $(C/N)_{IMD} = 30,973 \text{ [dB]}$. Como pode ser visualizado na Figura C.2 os níveis das portadoras não se alteram com a variação da distância entre elas, mas os níveis de intermodulação são sensivelmente reduzidos, com o atendimento do *Lema 1*.

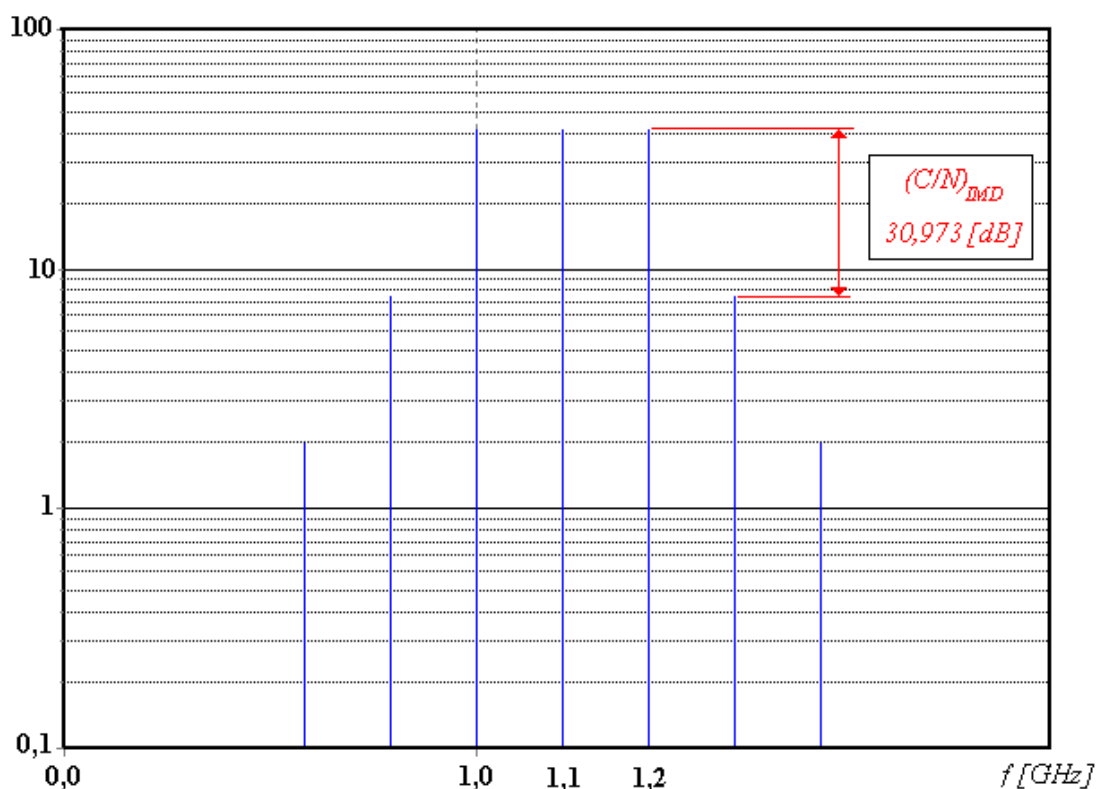


Figura C.1. Portadoras fundamentais e produtos de intermodulação na saída do amplificador simulado, com as hipóteses do Lema 1 não atendidas.

Na Tabela C.2 estão apresentados os valores adotados para a segunda simulação ainda com três portadoras, mas atendendo o *Lema 1*.

Tabela C.2. Valores para simulação dos efeitos de não linearidades, com três portadoras.

Constantes da Série de Taylor	$K_1 = 10$
	$K_3 = -0,03$
Amplitude das Cossenoides	$A = 2$
Frequências	$F_1 = 1,0 \text{ GHz}$
	$F_2 = 1,05 \text{ GHz}$
	$F_3 = 1,23 \text{ GHz}$

Nem sempre a banda de frequências pode ser ocupada de acordo com as exigências impostas pelo *Lema 1*, mas sempre que for possível, este tipo de arranjo técnico pode trazer muitas vantagens, como pode ser percebido se os espectros das Figuras C.1 e C.2 forem comparados.

Na Figura C.2. esta apresentada o espectro de freqüências com três portadoras e os produtos de intermodulação. Nesta condição tem-se uma maior quantidade de raias no gráfico espectral, pois não existe coincidência das mesmas nas posições espectrais.

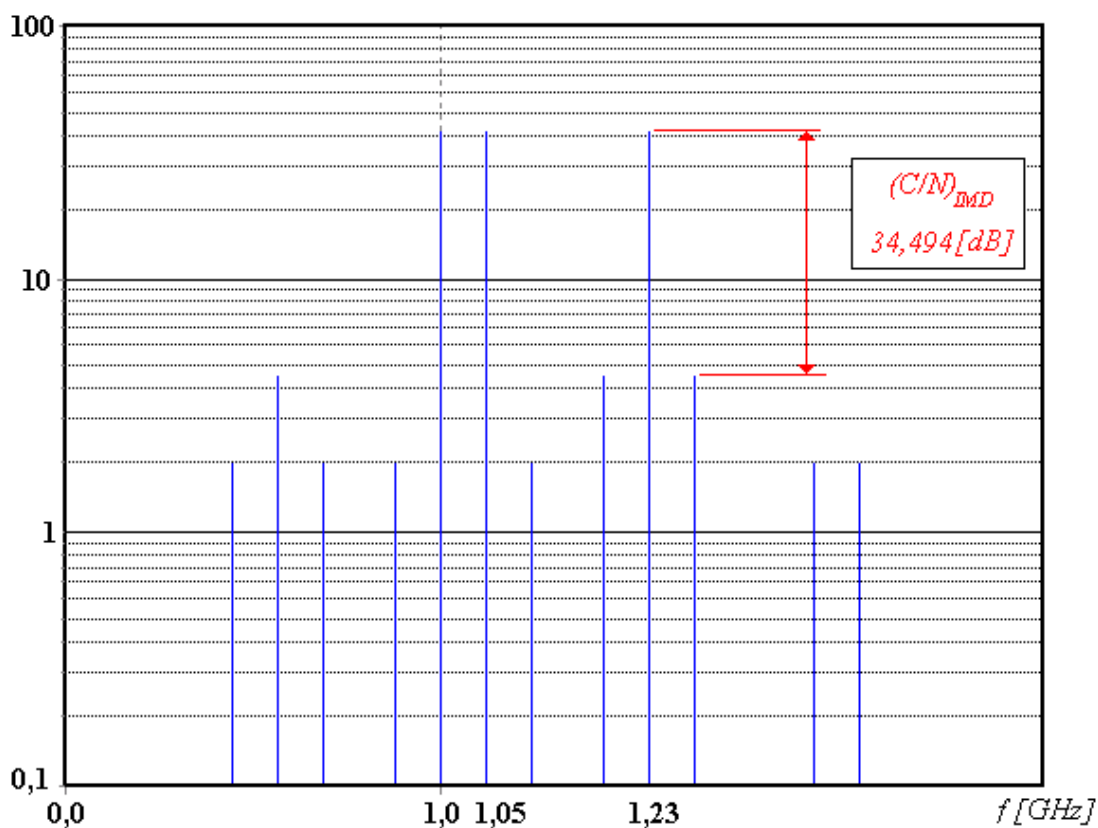


Figura C.2. Portadoras fundamentais e produtos de intermodulação na saída do amplificador simulado, com as hipóteses do Lema 1 atendidas.

O mesmo efeito poderá ser visualizado com as simulações realizadas com 4 portadoras simultâneas, apresentadas nas Figuras C.3 e C.4.

C.2. Valores de $(C/N)_{IMD}$ para quatro portadoras

Na Tabela C.3 estão apresentados os valores numéricos empregados nesta terceira simulação. Neste caso são utilizadas quatro portadoras com as hipóteses do Lema 1 não sendo verificadas, resultando na resposta apresentada na Figura C.3.

Tabela C.3. Valores para simulação dos efeitos de não linearidades, com quatro portadoras.

Constantes da Série de Taylor	$K_1 = 10$
	$K_3 = -0,03$
Amplitude das Cossenoides	$A = 2$
Frequências	$F_1 = 1,0 \text{ GHz}$
	$F_2 = 1,1 \text{ GHz}$
	$F_3 = 1,2 \text{ GHz}$
	$F_3 = 1,3 \text{ GHz}$

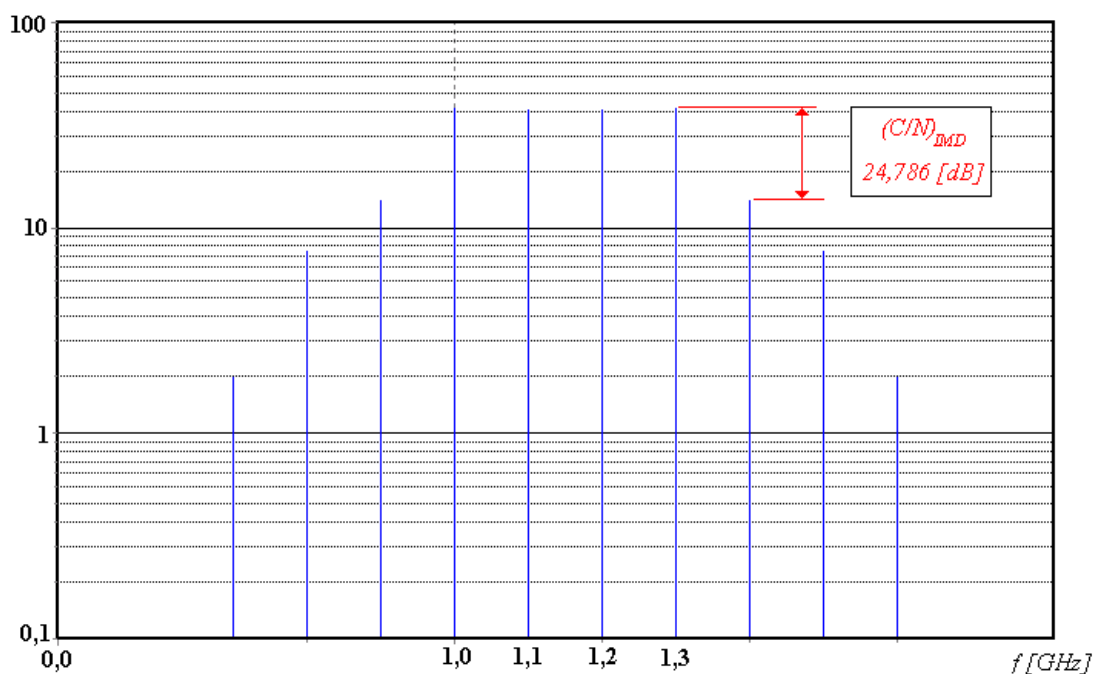


Figura C.3. Portadoras fundamentais e produtos de intermodulação na saída do amplificador simulado, com as hipóteses do Lema 1 não atendidas.

A simulação apresentada a seguir leva em consideração que as condições impostas pelo *Lema 1* estão atendidas e os dados numéricos dos parâmetros principais são apresentados na Tabela C.4.

Tabela C.4. Valores para simulação dos efeitos de não linearidades, com quatro portadoras.

Constantes da Série de Taylor	$K_1 = 10$
	$K_3 = -0,03$
Amplitude das Cossenoides	$A = 2$
Frequências	$F_1 = 1,0 \text{ GHz}$
	$F_2 = 1,05 \text{ GHz}$
	$F_3 = 1,23 \text{ GHz}$
	$F_3 = 1,39 \text{ GHz}$

Com o *Lema 1* atendido, a relação $(C/N)_{IMD}$ aumenta consideravelmente, saindo de $24,786\text{dB}$ para $34,329\text{dB}$, utilizando somente a melhor alocação de frequências na banda de ocupação no *transponder*.

Através do espectro de frequências apresentado na Figura C.4 é possível visualizar esta condição. É importante ressaltar que o número maior de espúrios se deve apenas ao fato dos mesmos não estarem coincidindo nas mesmas posições espectrais.

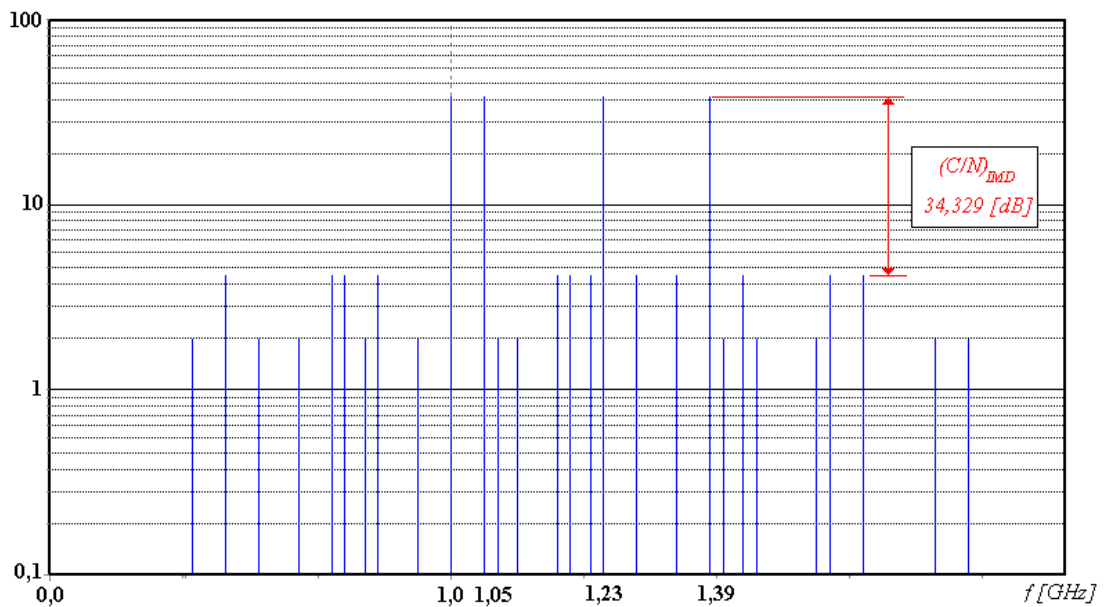


Figura C.4. Portadoras fundamentais e produtos de intermodulação na saída do amplificador simulado, com as hipóteses do *Lema 1* atendidas.

Apêndice D

Demonstração da equação (5.4)

Para maior entendimento, trabalharemos com a Figura D.1, que apresenta a estrutura de um enlace via satélite.

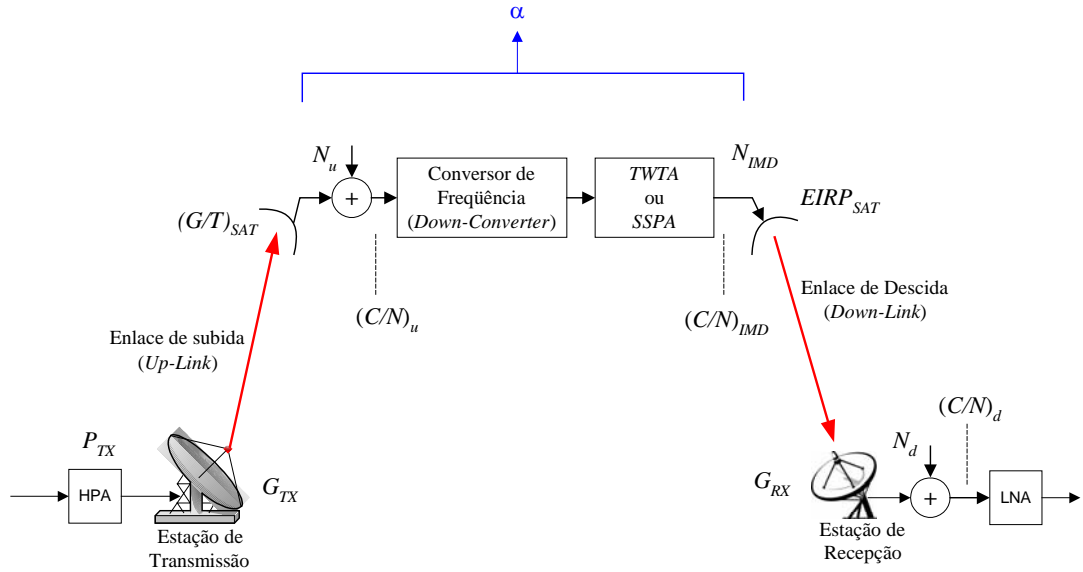


Figura D.1. Estrutura básica de um enlace via satélite.

A relação portadora/ruído total expressa pela equação (5.4) é o resultado final do enlace e, portanto, deve ser medida na estação de recepção. Para a determinação de $(C/N)_T$ deve-se obter a potência de recepção e o nível total de ruído na estação terrena de destino, como apresentado nas equações (D.1) e (D.2), respectivamente:

$$P_{RX} = \frac{EIRP_{SAT} \cdot G_{RX}}{A_e} \quad (D.1)$$

onde P_{RX} é a potência de recepção na estação receptora do enlace via satélite [W], $EIRP_{SAT}$ é a potência efetivamente radiada pelo satélite [W], G_{RX} é o ganho da antena de recepção e A_e é a atenuação por espaço livre.

O ruído total para o enlace completo considerando *up-link* e *down-link* é dado por:

$$N_T = \frac{N_u \cdot \alpha \cdot G_{RX}}{A_e} + \frac{N_{IMD} \cdot G_{RX}}{A_e} + N_d \quad (D.2)$$

onde N_T é o ruído total na estação receptora terrestre [W], N_u é o ruído na entrada do *transponder* na análise do percurso do *up-link* [W], N_{IMD} é o ruído de intermodulação gerado pela *transponder* [W], N_d é o ruído gerado na entrada do elemento de recepção [W] e α é o ganho oferecido por todo o *transponder*;

Com as equações (D.1) e (D.2), obtém-se a equação (D.3), representada na forma:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_T = \frac{EIRP_{SAT} \cdot G_{RX}}{A_e} \cdot \left(\frac{N_u \cdot \alpha \cdot G_{RX}}{A_e} + \frac{N_{IMD} \cdot G_{RX}}{A_e} + N_d \right)^{-1} \quad (D.3)$$

Desenvolvendo esta expressão, tem-se:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_T = \left[\left(\frac{N_u \cdot \alpha}{EIRP_{SAT}} \right) + \left(\frac{N_{IMD}}{EIRP_{SAT}} \right) + \left(\frac{N_d}{EIRP_{SAT} \cdot G_{RX}} \right) \right]^{-1} \quad (D.4)$$

Analisando cada um dos termos, tem-se algumas conclusões importantes, dado que:

$\left(\frac{N_u \cdot \alpha}{EIRP_{SAT}} \right) = \left(\frac{N_u}{EIRP_{SAT}} \right) = \left(\frac{C}{N} \right)_u^{-1}$	$\left(\frac{N_{IMD}}{EIRP_{SAT}} \right) = \left(\frac{C}{N} \right)_{IMD}^{-1}$	$\left(\frac{N_d}{EIRP_{SAT} \cdot G_{RX}} \right) = \left(\frac{C}{N} \right)_d^{-1}$
--	---	--

Consequentemente, a expressão final pode ser escrita como proposta abaixo:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_T = \left[\left(\frac{C}{N}\right)_u^{-1} + \left(\frac{C}{N}\right)_d^{-1} + \left(\frac{C}{N}\right)_{IMD}^{-1} \right]^{-1} \quad (D.5)$$

onde $(C/N)_u$ é a relação portadora/ruído do *up-link*, $(C/N)_d$ é a relação portadora/ruído de *down-link*, $(C/N)_{IMD}$ é a relação portadora/ruído de intermodulação.

Apêndice E

Listagens dos programas

E.1. Programa para Análise de Amplificadores de RF

<pre>//Codigo da Unit UMain unit Main; interface uses Windows, Messages, SysUtils, math, Variants, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs, StdCtrls, ExtCtrls, TeeProcs, TeEngine, Chart, Series, TeeFunci, Buttons, JvEdit, JvTypedEdit, JvLabel, ToolWin, JvScrollPanel, Menus, JvxAnimate, JvGIFCtrl, ufun- cao, ComCtrls, ImgList, JvTool- Bar, USinal, JvSpeedButton, shellApi, JvSpecialLabel, Mask, ARWordReport; type TFrmApl = class(TForm) MainMenuItem: TMenuItem; Main1: TMenuItem; Config1: TMenuItem; PnlF1: TPanel; Panel4: TPanel; PnlF2: TPanel; Panel2: TPanel; BitBtn1: TBitBtn; BtnReset: TBitBtn; BitBtn3: TBitBtn; BitBtn2: TBitBtn; Button1: TBitBtn; EdtYh: TEdit; EdtYi: TEdit; EdtX: TEdit; JvScrollingWindow2: TJvScrolling- Window; GroupBox1: TGroupBox; Sinal6: TJvLabel; Label1: TLabel; Sinal5: TJvLabel; Label2: TLabel; Sinal4: TJvLabel; Label3: TLabel; Sinal3: TJvLabel; Label4: TLabel; Sinal2: TJvLabel; Label5: TLabel; Label6: TLabel; Label7: TLabel; Label8: TLabel; Label9: TLabel; Label10: TLabel; Label11: TLabel; Label12: TLabel; Chart1: TChart; Series11: TLineSeries; Series12: TLineSeries; Series1: TLineSeries; TeeFunction1: TAddTeeFunction; Series2: TLineSeries; Series3: TLineSeries;</pre>	<pre>Series4: TLineSeries; Label13: TLabel; Label16: TLabel; Background1: TMenuItem; Panel1: TPanel; Panel3: TPanel; JvToolBar1: TJvToolBar; ToolButton2: TToolButton; JvSpeedButton1: TJvSpeedButton; JvSpeedButton2: TJvSpeedButton; ToolButton1: TToolButton; Panel5: TPanel; ProgressBar1: TProgressBar; Panel6: TPanel; ARWordReport1: TARWordReport; procedure Button1Click(Sender: TOb- ject); procedure Sinal1Click(Sender: TObject); procedure FormShow(Sender: TObject); procedure PlotaEixo(); procedure k1KeyDown(Sender: TObject; var Key: Word; Shift: TShiftState); procedure BtnResetClick(Sender: Tob- ject); procedure k4Change(Sender: TObject); procedure JvScrollingWin- dow2Scrolled(Sender: TObject); Kind: TJvScrollKind); procedure FormCreate(Sender: TObject); procedure Button2Click(Sender: TOb- ject); procedure BitBtn1Click(Sender: Tob- ject); procedure JvSpeedButton2Click(Sender: TObject); procedure Background1Click(Sender: TObject); procedure BitBtn3Click(Sender: TOb- ject); procedure Main1Click(Sender: TObject); private { Private declarations } public { Public declarations } end; var FrmApl: TFrmApl; K : array[1..7] of TJvFloatEdit2; implementation uses UConfig, UAbout, UBackground, UFreq; {\$R *.dfm} procedure TFrmApl.Button1Click(Sender: Tob- ject); var Achou : Boolean;</pre>	<pre>po5 := po4*x/400; po6 := po5*x/400; po7 := po6*x/400; R := k[1].Value*po1 + K[2].Value*po2 + K[3].Value*po3 + K[4].Value*po4 + K[5].Value*po5 + K[6].Value*po6 + k[7].Value*po7; Chart1.Series[2].AddXY(x/400,r,"clteecolor); Chart1.Series[3].AddXY(x/400,k[1].Val Value*po1,"clteecolor); ProgressBar1.Position := Pro- gressBar1.Position + 1; RealPoint := Se- ries1.GetMarkValue(x+6000); LinearPoint := Se- ries2.GetMarkValue(x+6000); if (RealPoint<>0) then Begin RealValue := 20*Log10(Abs(RealPoint)); end; if ((LinearPoint<>0) and (LinearPoint<> -0)) then Begin LinearValue := 20*Log10(Abs(LinearPoint)); if (LinearValue-1 > RealValue) and (Achou = false) and (X>=0) then Begin Ya := LinearPoint; Yb := LinearPointAux; Xa := (x/400); Xb := (x-1)/400; if(Abs(xa-xb)>abs(ya- yb))then Begin Xx := (Xa-Xb)/2 + Xb; Yx := ((Ya-Yb)*(Xx- Xb)/(Xa-Xb))+Yb end else Begin Yx := (Ya-Yb)/2 + Yb; Xx := ((Yx-Yb)*(Xa- Xb)/(Ya-Yb))+Xb; end; LinearPointInter := Yx; EdtYh.Text := 'Yh '+FloattoStr(LinearPointInter); //Interpolacao para A curva RealRealPointInteger Ya := RealPoint; Yb := RealPointAux;</pre>
--	---	---

<pre> po5 := po4*x/400; po6 := po5*x/400; po7 := po6*x/400; R := k[1].Value*po1 + K[2].Value*po2 + K[3].Value*po3 + K[4].Value*po4 + K[5].Value*po5 + K[6].Value*po6 + k[7].Value*po7; Chart1.Series[2].AddXY(x/400,r,"clteecolor); Chart1.Series[3].AddXY(x/400,k[1].Val Value*po1,"clteecolor); ProgressBar1.Position := Pro- gressBar1.Position + 1; RealPoint := Se- ries1.GetMarkValue(x+6000); LinearPoint := Se- ries2.GetMarkValue(x+6000); if (RealPoint<>0) then Begin RealValue := 20*Log10(Abs(RealPoint)); end; if ((LinearPoint<>0) and (LinearPoint<> -0)) then Begin LinearValue := 20*Log10(Abs(LinearPoint)); if (LinearValue-1 > RealValue) and (Achou = false) and (X>=0) then Begin Ya := LinearPoint; Yb := LinearPointAux; Xa := (x/400); Xb := (x-1)/400; if(Abs(xa-xb)>abs(ya- yb))then Begin Xx := (Xa-Xb)/2 + Xb; Yx := ((Ya-Yb)*(Xx- Xb)/(Xa-Xb))+Yb end else Begin Yx := (Ya-Yb)/2 + Yb; Xx := ((Yx-Yb)*(Xa- Xb)/(Ya-Yb))+Xb; end; LinearPointInter := Yx; EdtYh.Text := 'Yh '+FloatToStr(LinearPointInter); //Interpolação para A curva RealRealPoinInteger Ya := RealPoint; Yb := RealPointAux; Xa := (x/400); Xb := (x-1)/400; if(Abs(xa-xb)>abs(ya- yb))then Begin Xx := (Xa-Xb)/2 +Xb; Yx := ((Ya-Yb)*(Xx- Xb)/(Xa-Xb))+Yb end else Begin Yx := (Ya-Yb)/2 + Yb; Xx := ((Yx-Yb)*(Xa- Xb)/(Ya-Yb))+Xb; end; RealPointInter := Yx; EdtYi.Text := 'YI '+FloatToStr(RealPointInter); EdtX.Text := 'X '+FloatToStr(Xx); Achou := true; //Serie Auxiliar que contem ponto visivel Se-</pre>	<pre> Xue*po1,"clteecolor); ProgressBar1.Position := Pro- gressBar1.Position + 1; RealPoint := Se- ries1.GetMarkValue(x+6000); LinearPoint := Se- ries2.GetMarkValue(x+6000); if (RealPoint<>0) then Begin RealValue := 20*Log10(Abs(RealPoint)); end; if ((LinearPoint<>0) and (LinearPoint<> -0)) then Begin LinearValue := 20*Log10(Abs(LinearPoint)); if (LinearValue-1 > RealValue) and (Achou = false) and (X>=0) then Begin Ya := LinearPoint; Yb := LinearPointAux; Xa := (x/400); Xb := (x-1)/400; if(Abs(xa-xb)>abs(ya- yb))then Begin Xx := (Xa-Xb)/2 + Xb; Yx := ((Ya-Yb)*(Xx- Xb)/(Xa-Xb))+Yb end else Begin Yx := (Ya-Yb)/2 + Yb; Xx := ((Yx-Yb)*(Xa- Xb)/(Ya-Yb))+Xb; end; LinearPointInter := Yx; EdtYh.Text := 'Yh '+FloatToStr(LinearPointInter); //Interpolação para A curva RealRealPoinInteger Ya := RealPoint; Yb := RealPointAux; Xa := (x/400); Xb := (x-1)/400; if(Abs(xa-xb)>abs(ya- yb))then Begin Xx := (Xa-Xb)/2 +Xb; Yx := ((Ya-Yb)*(Xx- Xb)/(Xa-Xb))+Yb end else Begin Yx := (Ya-Yb)/2 + Yb; Xx := ((Yx-Yb)*(Xa- Xb)/(Ya-Yb))+Xb ; end; RealPointInter := Yx; EdtYi.Text := 'YI '+FloatToStr(RealPointInter); EdtX.Text := 'X '+FloatToStr(Xx); Achou := true; //Serie Auxiliar que contem ponto visivel Se-</pre>	<pre> Xa := (x/400); Xb := (x-1)/400; if(Abs(xa-xb)>abs(ya- yb))then Begin Xx := (Xa-Xb)/2 +Xb; Yx := ((Ya-Yb)*(Xx- Xb)/(Xa-Xb))+Yb end else Begin Yx := (Ya-Yb)/2 + Yb; po5 := po4*x/400; po6 := po5*x/400; po7 := po6*x/400; R := k[1].Value*po1 + K[2].Value*po2 + K[3].Value*po3 + K[4].Value*po4 + K[5].Value*po5 + K[6].Value*po6 + k[7].Value*po7; Chart1.Series[2].AddXY(x/400,r,"clteecolor); Chart1.Series[3].AddXY(x/400,k[1].Val Value*po1,"clteecolor); ProgressBar1.Position := Pro- gressBar1.Position + 1; RealPoint := Se- ries1.GetMarkValue(x+6000); LinearPoint := Se- ries2.GetMarkValue(x+6000); if (RealPoint<>0) then Begin RealValue := 20*Log10(Abs(RealPoint)); end; if ((LinearPoint<>0) and (LinearPoint<> -0)) then Begin LinearValue := 20*Log10(Abs(LinearPoint)); if (LinearValue-1 > RealValue) and (Achou = false) and (X>=0) then Begin Ya := LinearPoint; Yb := LinearPointAux; Xa := (x/400); Xb := (x-1)/400; if(Abs(xa-xb)>abs(ya- yb))then Begin Xx := (Xa-Xb)/2 + Xb; Yx := ((Ya-Yb)*(Xx- Xb)/(Xa-Xb))+Yb end else Begin Yx := (Ya-Yb)/2 + Yb; Xx := ((Yx-Yb)*(Xa- Xb)/(Ya-Yb))+Xb; end; LinearPointInter := Yx; EdtYh.Text := 'Yh '+FloatToStr(LinearPointInter); //Interpolação para A curva RealRealPoinInteger Ya := RealPoint; Yb := RealPointAux;</pre>
---	--	---

<pre> Xx := ((Yx-Yb)*(Xa- Xb)/(Ya-Yb))+Xb ; end; RealPointInter := Yx; EdtYi.Text := 'YI '+FloatToStr(RealPointInter); EdtX.Text := 'X '+FloatToStr(Xx); Achou := true; //Serie Auxiliar que contem ponto visivel Se procedure TFrmApl.BitBtn3Click(Sender: TOb- ject); begin Close(); end; procedure TFrmApl.Main1Click(Sender: TObject); begin Shel- IExecute(0,nil,Pchar(ExtractFilePath(Par- amStr(0))+'Ampli.doc'),nil,nil,SW_MA- XIMIZE); end; end. //Codigo da Unit About unit UAbout; interface uses Windows, Messages, SysUtils, Vari- ants, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs, JvXAnimate, JvGIFCtrl, JvComponent, JvCtrls, StdCtrls, JvScrollText, ExtCtrls; type TFrmAbout = class(TForm) JvGIFAnimator1: TJvGIFAnimator; Label1: TLabel; JvScrollText1: TJvScrollText; private </pre>	<pre> ries3.AddXY(x/400,r,"clteecolor); Se- ries4.AddXY(x/400,k[1].Value*po1,"clt- eecolor); end; end; LinearPointAux := LinearPoint; RealPointAux := RealPoint; end; ProgressBar1.Position := Pro- gressBar1.Min; except ShowMessage('Valores das Cons- tantes Inválido'+ #13#10 + 'Digite Apenas Ponto(.) e Numero'); end; end; procedure TFrmApl.Sinal1Click(Sender: TObject); //var // Sinal : TLabel; begin { Sender := TLabel(Sinal); if Sinal.Caption = '-' then Begin Sinal.Caption := '+'; Sinal.Top := Sinal.Top + 3; Sinal.Left := Sinal.Left - 3; end else Begin Sinal.Caption := '-'; Sinal.Top := Sinal.Top - 3; Sinal.Left := Sinal.Left + 3; End; } end; procedure TFrmApl.FormShow(Sender: TObject); var i : integer; begin //Configurações da Função Real FrmConfi- gApl.JvFormStorage1.RestoreFormPlace- ment; Chart1.LeftAxis.Minimum := FrmConfi- gApl.VertMin.Value; Chart1.LeftAxis.Maximum := FrmConfigApl.VertMax.Value; Chart1.BottomAxis.Minimum := FrmConfigApl.HoriMin.Value; Chart1.BottomAxis.Maximum := FrmConfigApl.HoriMax.Value; if FrmConfigApl.CIBlue1.Checked then Series1.SeriesColor := CIBlue else if FrmConfigApl.CIRed1.Checked then Series1.SeriesColor := CIRed else if frmConfi- gApl.CIGreen1.Checked then Series1.SeriesColor := CIGreen; Series2.LinePen.Width := FrmConfi- gApl.Width1.Value; </pre>	<pre> Xa := (x/400); Xb := (x-1)/400; if (Abs(xa-xb)>abs(ya- yb))then Begin Xx := (Xa-Xb)/2 + Xb; Yx := ((Ya-Yb)*(Xx- Xb)/(Xa-Xb))+Yb end else Begin Yx := (Ya-Yb)/2 + Yb; VertMax: TJvxSlider; VertMin: TJvxSlider; GroupBox2: TGroupBox; LblHoriMin: TJvxLabel; LblHoriMax: TJvxLabel; JvxLabel7: TJvxLabel; JvxLabel8: TJvxLabel; HoriMax: TJvxSlider; HoriMin: TJvxSlider; GroupBox3: TGroupBox; Label4: TLabel; Width2: TSpinEdit; Color: TGroupBox; CIBlue2: TRadioButton; CIRed2: TRadioButton; CIGreen2: TRadioButton; GroupBox4: TGroupBox; Label2: TLabel; Width1: TSpinEdit; Color1: TGroupBox; CIBlue1: TRadioButton; CIRed1: TRadioButton; CIGreen1: TRadioButton; Panel2: TPanel; JvFormStorage1: TJvFormStorage; BitBtn1: TBitBtn; BitBtn2: TBitBtn; procedure VertMinChange(Sender: TObject); procedure VertMaxChange(Sender: TObject); procedure HoriMaxChange(Sender: TObject); procedure HoriMinChange(Sender: TObject); procedure Width1Change(Sender: TObject); procedure Width2Change(Sender: TObject); </pre>
--	--	---

<pre> { Private declarations } public { Public declarations } end; var FrmAbout: TFrmAbout; implementation {\$R *.dfm} end. //Codigo da Unit UbackGround unit UBackGround; interface uses Windows, Messages, SysUtils, Vari- ants, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs, JvComponent, JvColorBox, JvColorBtn, JvPlacemnt, StdCtrls; type TFrmBackGround = class(TForm) JvFormStorage1: TJvFormStorage; GroupBox1: TGroupBox; EndColor: TJvColorButton; StartColor: TJvColorButton; Label3: TLabel; Label4: TLabel; procedure EndColorChange(Sender: TObject); procedure StartColorChange(Sender: TObject); procedure FormCreate(Sender: Tob- ject); private { Private declarations } public { Public declarations } end; var FrmBackGround: TFrmBackGround; implementation uses USinal, Main, UFreq; {\$R *.dfm} procedure TfrmBack- Ground.EndColorChange(Sender: TOB- ject); begin FrmSinal.Chart1.Gradient.EndColor := EndColor.Color; </pre>	<pre> //Configurações da função linear if FrmConfigApl.CIBlue2.Checked then Series2.SeriesColor := CIBlue else if FrmConfigApl.CIRed2.Checked then Series2.SeriesColor := CIRed else if FrmConfi- gApl.CIGreen2.Checked then Series2.SeriesColor := CIGreen; Series2.LinePen.Width := FrmConfi- gApl.Width2.Value; //Visualização do scrollWindows GroupBox1.SendToBack; PlotaEixo(); BtnReset.Click(); // Configurações do Chart Chart1.Gradient.EndColor := FrmBackGround.EndColor.Color; Chart1.Gradient.StartColor := FrmBackGround.StartColor.Color; end; procedure TFrmApl.PlotaEixo(); var i : integer; Begin for i := -60 to 60 do begin Chart1.Series[0].AddXY(0,i,"clteecolor) ; end; for i := -15 to 15 do begin Chart1.Series[1].AddXY(i,0,"clteecolor) ; end; end; procedure TFrmApl.k1KeyDown(Sender: TObject; var Key: Word; Shift: TShiftState); begin if ((Key = VK_SUBTRACT) or (key = VK_ADD)) Then keybd_event(8,0,0,0); end; procedure TFrmApl.BtnResetClick(Sender: TOB- ject); var i : integer; begin For i := 1 to 7 do k[i].Value := 0; EdtX.Text := 'X'; EdtYI.Text := 'YI'; EdtYh.Text := 'Yh'; end; end; </pre>	<pre> procedure CIRed1Click(Sender: TObject); procedure CIBlue1Click(Sender: TObject); procedure CIGreen1Click(Sender: TObject); procedure CIRed2Click(Sender: TObject); procedure CIBlue2Click(Sender: TObject); procedure CIGreen2Click(Sender: TObject); private { Private declarations } public { Public declarations } end; var FrmConfigApl: TFrmConfigApl; implementation uses Main; {\$R *.dfm} procedure TFrmConfi- gApl.VertMinChange(Sender: TObject); begin LblVertMin.Caption := IntToStr(VertMin.Value); FrmApl.Chart1.LeftAxis.Minimum := VertMin.Value; end; procedure TFrmConfi- gApl.VertMaxChange(Sender: TObject); begin LblVertMax.Caption := IntToStr(VertMax.Value); FrmApl.Chart1.LeftAxis.Maximum := VertMax.Value; end; procedure TFrmConfi- gApl.HoriMaxChange(Sender: TObject); </pre>
--	---	--

<pre> FrmApl.Chart1.Gradient.EndColor := EndColor.Color; FrmFreq.Chart1.Gradient.EndColor := EndColor.Color; Application.ProcessMessages; end; procedure TFrmBack- Ground.StartColorChange(Sender: TObject); begin FrmSinal.Chart1.Gradient.StartColor := StartColor.Color; FrmApl.Chart1.Gradient.StartColor := StartColor.Color; FrmFreq.Chart1.Gradient.StartColor := StartColor.Color; Application.ProcessMessages; end; procedure TFrmBack- Ground.FormCreate(Sender: TObject); begin JvFormStorage1.RestoreFormPlacement; end; end. //Codigo da Unit Uconfig unit Uconfig; interface uses Windows, Messages, SysUtils, Vari- ants, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs, StdCtrls, Spin, ExtCtrls, JvComponent, JvxCtrls, JvxSlider, Menus, Buttons, JvPlacmnt; type TFrmConfigApl = class(TForm) Panel1: TPanel; GroupBox1: TGroupBox; LblVertMin: TJvxLabel; LblVertMax: TJvxLabel; JvxLabel5: TJvxLabel; JvxLabel6: TJvxLabel; VertMax: TJvxSlider; VertMin: TJvxSlider; GroupBox2: TGroupBox; LblHoriMin: TJvxLabel; LblHoriMax: TJvxLabel; </pre>	<pre> procedure TFrmApl.k4Change(Sender: TObject); var constante : TjvFloatEdit2; begin Sender := TjvFloatEdit2(constante); if Constante.Value < 0 then Constante.Font.Color := clRed else Constante.Font.Color := clBlack; end; procedure TFrmApl.JvScrollingWindow2Scrolled(Sender: TObject; Kind: TJvScrollKind); begin GroupBox1.SendToBack; end; procedure TFrmApl.FormCreate(Sender: TObject); var NLeft,i : Integer; begin NLeft := 0; for i := 1 to 7 do Begin k[i] := TJvFloatEdit2.Create(Self); k[i].Top := 28; k[i].Width := 57; k[i].Height := 21; k[i].Alignment := taRightJustify; k[i].TabOrder := i; k[i].OnChange := k4Change; k[i].OnKeyDown := k1KeyDown; k[i].MaxDecimals := 5; k[i].HasMaxValue := False; k[i].HasMinValue := False; k[i].Left := 38 + NLeft; K[i].Parent := GroupBox1; NLeft := Nleft + 96 end; end; procedure TFrmApl.Button2Click(Sender: TOB- ject); begin FrmAbout.ShowModal(); end; procedure TFrmApl.BitBtn1Click(Sender: TOB- ject); begin FrmConfigApl.ShowModal(); end; procedure TFrmApl.JvSpeedButton2Click(Sender: </pre>	<pre> begin LblHoriMax.Caption:= IntToStr(HoriMax.Value); FrmApl.Chart1.BottomAxis.Maximum:= HoriMax.Value; end; procedure TFrmConfi- gApl.HoriMinChange(Sender: TObject); begin LblHoriMin.Caption := IntToStr(HoriMin.Value); FrmApl.Chart1.BottomAxis.Minimum := HoriMin.Value; end; procedure TFrmConfi- gApl.Width1Change(Sender: TObject); begin FrmApl.Series1.LinePen.Width := Width1.Value; end; procedure TFrmConfi- gApl.Width2Change(Sender: TObject); begin FrmApl.Series2.LinePen.Width := Width2.Value; end; procedure TFrmConfi- gApl.CIRed1Click(Sender: TObject); begin FrmApl.Series1.SeriesColor := CIRed end; procedure TFrmConfi- gApl.CIBlue1Click(Sender: TObject); begin FrmApl.Series1.SeriesColor := CIBlue; end; procedure TFrmConfi- gApl.CIGreen1Click(Sender: TObject); begin FrmApl.Series1.SeriesColor := CIGreen; end; </pre>
---	--	---

E.1. Programa para Análise de Amplificadores de RF

<pre>//Codigo da Unit UMain unit Main; interface uses Windows, Messages, SysUtils, math, Variants, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs, StdCtrls, ExtCtrls, TeeProcs, TeEngine, Chart, Series, TeeFunci, Buttons, JvEdit, JvTypedEdit, JvLabel, ToolWin, JvScrollPanel, Menus, JvxAnimate, JvGIFCtrl, ufuncao, ComCtrls, ImgList, JvToolBar,USinal, JvSpeedButton, shellApi, JvSpecialLa- bel, Mask, ARWordReport; type TFrmApl = class(TForm) MainMenu1: TMainMenu; Main1: TMenuItem; Config1: TMenuItem; PnlF1: TPanel; Panel4: TPanel; PnlF2: TPanel; Panel2: TPanel; BitBtn1: TBitBtn; BtnReset: TBitBtn; BitBtn3: TBitBtn; BitBtn2: TBitBtn; Button1: TBitBtn; EdtYh: TEdit; EdtYi: TEdit; EdtX: TEdit; JvScrollingWindow2: TJvScrolling- Window; GroupBox1: TGroupBox; Sinal6: TJvLabel; Label1: TLabel; Sinal5: TJvLabel; Label2: TLabel; Sinal4: TJvLabel; Label3: TLabel;</pre>	<pre>Label9: TLabel; Label10: TLabel; Label11: TLabel; Label12: TLabel; Chart1: TChart; Series11: TLineSeries; Series12: TLineSeries; Series1: TLineSeries; TeeFunction1: TAddTeeFunction; Series2: TLineSeries; Series3: TLineSeries; Series4: TLineSeries; Label13: TLabel; Label16: TLabel; Background1: TMenuItem; Panel1: TPanel; Panel3: TPanel; JvToolBar1: TJvToolBar; ToolButton2: TToolButton; JvSpeedButton1: TJvSpeedButton; JvSpeedButton2: TJvSpeedButton; ToolButton1: TToolButton; Panel5: TPanel; ProgressBar1: TProgressBar; Panel6: TPanel; ARWordReport1: TARWordReport; procedure Button1Click(Sender: TObject); procedure Sinal1Click(Sender: TOB- ject); procedure FormShow(Sender: TOB- ject); procedure PlotaEixo(); procedure k1KeyDown(Sender: TObject; var Key: Word; Shift: TShiftState); procedure BtnResetClick(Sender: TObject); procedure k4Change(Sender: TOB- ject); procedure JvScrollingWin- dow2Scrolled(Sender: TObject; Kind: TJvScrollKind); procedure FormCreate(Sender: TOB-</pre>	<pre>{ Public declarations } end; var FrmApl: TFrmApl; K : array[1..7] of TJvFloatEdit2; implementation uses UConfig, UAbout, UBackGround, UFreq; {\$R *.dfm} procedure TFrmApl.Button1Click(Sender: TOB- ject); var Achou : Boolean; x,i : integer; R:Real; Linear- Point,LinearPointAux,LinearPointInter : Extended; RealPoint,RealPointAux,RealPointinter : Extended; Real- Value,LinearValue, Ya, Yb, Yx, Xa, Xb, Xx : Extended; po1,po2,po3,po4,po5,po6,po7: Real; begin po1:=0; po2:=0; po3:=0; po4:=0; po5:=0; po6:=0; po7:=0; frmFreq.EdtLevel.Value := 7; For i := 7 downto 1 do Begin If k[i].Value = 0 then FrmFreq.EdtLevel.Value := i-1 else Break; End; For i := 1 to 7 do Begin</pre>
---	---	---

<pre> Sinal3: TJvmLabel; Label4: TLabel; Sinal2: TJvmLabel; Label5: TLabel; Label6: TLabel; Label7: TLabel; Label8: TLabel; ProgressBar1.Min := -6000; ProgressBar1.Position := Progress- Bar1.Min; try if (K[1].Value = 0) and (K[2].Value = 0) and (K[3].Value = 0) and (K[4].Value = 0) and (K[5].Value = 0) and (K[6].Value = 0) and (K[7].Value = 0) then Exit; for x:= -6000 to 6000 do Begin po1 := x/400; po2 := po1*x/400; po3 := po2*x/400; po4 := po3*x/400; po5 := po4*x/400; po6 := po5*x/400; po7 := po6*x/400; R := k[1].Value*po1 + K[2].Value*po2 + K[3].Value*po3 + K[4].Value*po4 + K[5].Value*po5 + K[6].Value*po6 + k[7].Value*po7; Chart1.Series[2].AddXY(x/400,r,"clteec olor); Chart1.Series[3].AddXY(x/400,k[1].Val ue*po1,"clteecolor); ProgressBar1.Position := Pro- gressBar1.Position + 1; RealPoint := Se- ries1.GetMarkValue(x+6000); LinearPoint := Se- ries2.GetMarkValue(x+6000); if (RealPoint<>0) then Begin RealValue := 20*Log10(Abs(RealPoint)); end; </pre>	<pre> ject); procedure Button2Click(Sender: TObject); procedure BitBtn1Click(Sender: TObject); procedure JvSpeedBut- ton2Click(Sender: TObject); procedure Background1Click(Sender: TObject); procedure BitBtn3Click(Sender: TObject); procedure Main1Click(Sender: TOB- ject); private { Private declarations } var i : integer; begin //Configurações da Função Real FrmConfi- gApl.JvFormStorage1.RestoreFormPlace- ment; Chart1.LeftAxis.Minimum := FrmCon- figApl.VertMin.Value; Chart1.LeftAxis.Maximum := FrmConfigApl.VertMax.Value; Chart1.BottomAxis.Minimum := FrmConfigApl.HoriMin.Value; Chart1.BottomAxis.Maximum := FrmConfigApl.HoriMax.Value; if FrmConfigApl.CIBlue1.Checked then Series1.SeriesColor := CIBlue else if FrmConfigApl.CIRed1.Checked then Series1.SeriesColor := CIRed k[i].Height := 21; k[i].Alignment := taRightJustify; k[i].TabOrder := i; k[i].OnChange := k4Change; k[i].OnKeyDown := k1KeyDown; k[i].MaxDecimals := 5; k[i].HasMaxValue := False; k[i].HasMinValue := False; k[i].Left := 38 + NLeft; K[i].Parent := GroupBox1; NLeft := Nleft + 96 end; end; procedure TFrmApl.Button2Click(Sender: Tob- ject); begin FrmAbout.ShowModal(); end; procedure TFrmApl.BitBtn1Click(Sender: TOB- ject); begin </pre>	<pre> FrmSinal.k[i].Value := K[i].Value; FrmSinal.k[i].Font.Color := k[i].Font.Color; var i : integer; begin //Configurações da Função Real FrmConfi- gApl.JvFormStorage1.RestoreFormPlace- ment; Chart1.LeftAxis.Minimum := FrmCon- figApl.VertMin.Value; Chart1.LeftAxis.Maximum := FrmConfigApl.VertMax.Value; Chart1.BottomAxis.Minimum := FrmConfigApl.HoriMin.Value; Chart1.BottomAxis.Maximum := FrmConfigApl.HoriMax.Value; if FrmConfigApl.CIBlue1.Checked then Series1.SeriesColor := CIBlue else if FrmConfigApl.CIRed1.Checked then Series1.SeriesColor := CIRed k[i].Height := 21; k[i].Alignment := taRightJustify; k[i].TabOrder := i; k[i].OnChange := k4Change; k[i].OnKeyDown := k1KeyDown; k[i].MaxDecimals := 5; k[i].HasMaxValue := False; k[i].HasMinValue := False; k[i].Left := 38 + NLeft; K[i].Parent := GroupBox1; NLeft := Nleft + 96 end; end; procedure TFrmApl.Button2Click(Sender: Tob- ject); begin FrmAbout.ShowModal(); end; procedure TFrmApl.BitBtn1Click(Sender: TOB- ject); begin </pre>
---	---	--

<pre> if (LinearPoint<>0) and (LinearPoint<> -0)) then Begin LinearValue := 20*Log10(Abs(LinearPoint)); if (LinearValue-1 > RealValue) and (Achou = false) and (X>=0) then Begin Ya := LinearPoint; Yb := LinearPointAux; Xa := (x/400); Xb := (x-1)/400; if(Abs(xa-xb)>abs(ya- yb))then Begin Xx := (Xa-Xb)/2 + Xb; Yx := ((Ya-Yb)*(Xx- Xb)/(Xa-Xb))+Yb end else Begin Yx := (Ya-Yb)/2 + Yb; Xx := ((Yx-Yb)*(Xa- Xb)/(Ya-Yb))+Xb; end; LinearPointInter := Yx; EdtYh.Text := 'Yh '+FloattoStr(LinearPointInter); //Interpolação para A curva RealRealPoinInteger Yb := RealPointAux; Xa := (x/400); Xb := (x-1)/400; if(Abs(xa-xb)>abs(ya- yb))then Begin Xx := (Xa-Xb)/2 +Xb; Yx := ((Ya-Yb)*(Xx- Xb)/(Xa-Xb))+Yb end else Begin Yx := (Ya-Yb)/2 + Yb; Xx := ((Yx-Yb)*(Xa- Xb)/(Ya-Yb))+Xb ; end; </pre>	<pre> then Series2.SeriesColor := ClRed else if FrmConfi- gApl.ClGreen2.Checked then Series2.SeriesColor := ClGreen; Series2.LinePen.Width := FrmConfi- gApl.Width2.Value; //Visualização do scrollWindows GroupBox1.SendToBack; PlotaEixo(); BtnReset.Click(); // Configurações do Chart Chart1.Gradient.EndColor := Procedure FrmBackGround.EndColor.Color; Chart1.Gradient.StartColor := Procedure FrmBackGround.StartColor.Color; end; procedure TFrmApl.PlotaEixo(); var i : integer; Begin for i := -60 to 60 do begin Chart1.Series[0].AddXY(0,i,"clteecolor) for i := -15 to 15 do begin Chart1.Series[1].AddXY(i,0,"clteecolor) ; end; end; procedure TFrmApl.k1KeyDown(Sender: TObject; var Key: Word; Shift: TShiftState); begin if ((Key = VK_SUBTRACT) or (key = VK_ADD)) Then keybd_event(8,0,0,0); end; </pre>	<pre> FrmConfigApl.ShowModal(); end; procedure TFrmApl.JvSpeedButton2Click(Sender: TObject); begin FrmSinal.ShowModal; end; procedure TFrmApl.BackGround1Click(Sender: TObject); begin FrmBackGround.ShowModal(); End; Procedure TFrmApl.BitBtn3Click(Sender: TOB- ject); Begin Close(); End; procedure TFrmApl.Main1Click(Sender: TObject); begin Shel- IExecute(0,nil,Pchar(ExtractFilePath(Par amStr(0))+'Ampli.doc'),nil,nil,SW_MA XIMIZE); end; end. //Codigo da Unit About unit UAbout; interface uses Windows, Messages, SysUtils, Vari- ants, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs, JvxAnimate, JvGIFCtrl, JvComponent, JvxCtrls, StdCtrls, JvScrollText, ExtCtrls; type TFrmAbout = class(TForm) JvGIFAnimator1: TJvGIFAnimator; Label1: TLabel; JvScrollText1: TJvScrollText; private { Private declarations } public { Public declarations } </pre>
---	--	---

<pre> RealPointInter := Yx; EdtYi.Text := 'YI '+FloattoStr(RealPointInter); EdtX.Text := 'X '+FloatToStr(Xx); Achou := true; //Serie Auxiliar que contem ponto visivel Se- ries3.AddXY(x/400,r,"clteecolor); Se- ries4.AddXY(x/400,k[1].Value*po1,"clt eecolor); end; end; LinearPointAux := LinearPoint; RealPointAux := RealPoint; end; ProgressBar1.Position := Pro- gressBar1.Min; except end; end; procedure TFrmApl.Sinal1Click(Sender: TObject); //var // Sinal : TLabel; begin { Sinal := TLabel(Sinal); if Sinal.Caption = '-'then Begin Sinal.Caption := '+'; Sinal.Top := Sinal.Top + 3; Sinal.Left := Sinal.Left - 3; End else Begin Sinal.Caption := '-'; Sinal.Top := Sinal.Top - 3; Sinal.Left := Sinal.Left + 3; End; } end; procedure TFrmApl.FormShow(Sender: TObject); </pre>	<pre> procedure TFrmApl.BtnResetClick(Sender: TOB- ject); var i : integer; begin For i := 1 to 7 do k[i].Value := 0; EdtX.Text := 'X'; EdtYI.Text := 'YI'; EdtYh.Text := 'Yh'; end; procedure TFrmApl.k4Change(Sender: TObject); var constante : TjvFloatEdit2; begin Sender := TjvFloatEdit2(Constante); if Constante.Value < 0 then Constante.Font.Color := clRed else Constante.Font.Color := clBlack; end; procedure TFrmApl.JvScrollingWindow2Scrolled(Sender: TObject; Kind: TjvScrollKind); begin GroupBox1.SendToBack; end; procedure TFrmApl.FormCreate(Sender: TObject); var NLeft,i : Integer; begin NLeft := 0; for i := 1 to 7 do Begin k[i] := TjvFloatEdit2.Create(Self); k[i].Top := 28; k[i].Width := 57; </pre>	<pre> end; var FrmAbout: TFrmAbout; implementation {\$R *.dfm} end. //Codigo da Unit UBackGround unit UBackGround; interface uses Windows, Messages, SysUtils, Vari- ants, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs, JvComponent, JvColorBox, JvColorBtn, JvPlacemnt, StdCtrls; type TFrmBackGround = class(TForm) JvFormStorage1: TJvFormStorage; GroupBox1: TGroupBox; EndColor: TJvColorButton; StartColor: TJvColorButton; Label3: TLabel; Label4: TLabel; procedure EndColorChange(Sender: TObject); procedure StartColorChange(Sender: TObject); procedure FormCreate(Sender: Tob- ject); private { Private declarations } public { Public declarations } end; var FrmBackGround: TFrmBackGround; implementation uses USinal, Main, UFreq; {\$R *.dfm} procedure TFrmBack- Ground.EndColorChange(Sender: Tob- ject); begin FrmSinal.Chart1.Gradient.EndColor := EndColor.Color; FrmApl.Chart1.Gradient.EndColor := EndColor.Color; FrmFreq.Chart1.Gradient.EndColor := </pre>
--	---	--

<pre> EndColor.Color; Application.ProcessMessages; end; procedure TfrmBack- Ground.StartColorChange(Sender: TObject); begin FrmSinal.Chart1.Gradient.StartColor := StartColor.Color; FrmApl.Chart1.Gradient.StartColor := StartColor.Color; FrmFreq.Chart1.Gradient.StartColor := StartColor.Color; Application.ProcessMessages; end; procedure TfrmBack- Ground.FormCreate(Sender: TObject); begin JvFormStorage1.RestoreFormPlacement; end; end. //Codigo da Unit Uconfig unit UConfig; interface uses Windows, Messages, SysUtils, Vari- ants, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs, StdCtrls, Spin, ExtCtrls, JvComponent, JvxCtrls, JvxSlider, Menus, Buttons, JvPlacemnt; type TFrmConfigApl = class(TForm) Panel1: TPanel; GroupBox1: TGroupBox; LblVertMin: TJvxLabel; LblVertMax: TJvxLabel; JvxLabel5: TJvxLabel; JvxLabel6: TJvxLabel; VertMax: TJvxSlider; VertMin: TJvxSlider; GroupBox2: TGroupBox; LblHoriMin: TJvxLabel; LblHoriMax: TJvxLabel; JvxLabel7: TJvxLabel; JvxLabel8: TJvxLabel; HoriMax: TJvxSlider; HoriMin: TJvxSlider; </pre>	<pre> GroupBox3: TGroupBox; Label4: TLabel; Width2: TSpinEdit; Color: TGroupBox; CIBlue2: TRadioButton; CIRed2: TRadioButton; CIGreen2: TRadioButton; GroupBox4: TGroupBox; Label2: TLabel; Width1: TSpinEdit; Color1: TGroupBox; CIBlue1: TRadioButton; CIRed1: TRadioButton; CIGreen1: TRadioButton; Panel2: TPanel; JvFormStorage1: TJvFormStorage; BitBtn1: TBitBtn; BitBtn2: TBitBtn; procedure VertMinChange(Sender: TObject); procedure VertMaxChange(Sender: TObject); procedure HoriMaxChange(Sender: TObject); procedure HoriMinChange(Sender: TObject); procedure Width1Change(Sender: TObject); procedure Width2Change(Sender: TObject); procedure CIRed1Click(Sender: TObject); procedure CIBlue1Click(Sender: TObject); procedure CIGreen1Click(Sender: TObject); procedure CIRed2Click(Sender: TObject); procedure CIBlue2Click(Sender: TObject); procedure CIGreen2Click(Sender: TObject); private { Private declarations } public { Public declarations } end; </pre>	<pre> var FrmConfigApl: TFrmConfigApl; implementation uses Main; {\$R *.dfm} procedure TfrmConfi- gApl.VertMinChange(Sender: TObject); begin LblVertMin.Caption := IntToStr(VertMin.Value); FrmApl.Chart1.LeftAxis.Minimum := VertMin.Value; end; procedure TfrmConfi- gApl.VertMaxChange(Sender: TObject); begin LblVertMax.Caption := IntToStr(VertMax.Value); FrmApl.Chart1.LeftAxis.Maximum := VertMax.Value; end; procedure TfrmConfi- gApl.HoriMaxChange(Sender: TObject); begin LblHoriMax.Caption:= IntToStr(HoriMax.Value); FrmApl.Chart1.BottomAxis.Maximum:= HoriMax.Value; end; procedure TfrmConfi- gApl.HoriMinChange(Sender: TObject); begin LblHoriMin.Caption := IntToStr(HoriMin.Value); FrmApl.Chart1.BottomAxis.Minimum := HoriMin.Value; end; procedure TfrmConfi- gApl.Width1Change(Sender: TObject); begin FrmApl.Series1.LinePen.Width := Width1.Value; </pre>
---	--	--

<pre> Ponto[i].A := 20*Log10(Abs(Ponto[i].A)/0.2236); Chart1.Series[2].AddXY(Ponto[i].W, Abs(Ponto[i].A), ClteeColor); ponto[i].A := 0; end; end; procedure TFrmFreq.BitBtn1Click(Sender: TObject); begin frmConfigFreq.ShowModal(); end; procedure TFrmFreq.LogarithmicClick(Sender: TObject); begin if (logarithmic.Checked) then Begin FrmConfigFreq.VertMax.MaxValue := 1000; FrmConfigFreq.VertMax.MinValue := 0; FrmConfigFreq.VertMin.MaxValue := 0; FrmConfigFreq.VertMin.MinValue := 0; Chart1.LeftAxis.Maximum := 1000; Chart1.LeftAxis.Minimum := 0; Chart1.LeftAxis.Logarithmic := true; FrmConfigFreq.VertMax.Value := 1000; FrmConfigFreq.VertMin.Visible := false; Chart1.LeftAxis.MinorGrid.Visible := True; end else Begin Chart1.LeftAxis.Logarithmic := False; FrmConfigFreq.VertMax.Value := 1000; </pre>	<pre> Ponto[i] := TPonto.criar; for i := 1 to 7 do Begin k[i] := TJvmFloatEdit2.Create(Self); k[i].Left := 27 + NLeft; k[i].Top := 10; k[i].Width := 33; k[i].Height := 21; k[i].Alignment := taRightJustify; k[i].ReadOnly := True; k[i].TabOrder := 1; k[i].MaxDecimals := 5; k[i].HasMaxValue := False; k[i].HasMinValue := False; k[i].Parent := JvScrollingWindow1; LblIndice[i] := TLabel.Create(Self); LblIndice[i].Left := 63 + NLeft + 6; LblIndice[i].Top := 2; LblIndice[i].Width := 6; LblIndice[i].Height := 13; LblIndice[i].Caption := IntToStr(i); LblIndice[i].Parent := JvScrollingWindow1; LblIndice[i].Transparent := true; LblMais[i] := TLabel.Create(Self); LblMais[i].Left := 68 + Nleft - 6; LblMais[i].Top := 13; LblMais[i].Width := 6; LblMais[i].Height := 13; LblMais[i].Caption := 'X+'; LblMais[i].Transparent := true; if i = 7 then LblMais[i].Caption := 'X'; LblMais[i].Parent := JvScrollingWindow1; NLeft := NLeft + 53; End; end; procedure TFrmFreq.Button1Click(Sender: TObject); var Level, Carries : int64; t, r, i, j, p : integer; </pre>	<pre> end; procedure TFrmConfigApl.Width2Change(Sender: TObject); begin FrmApl.Series2.LinePen.Width := Width2.Value; end; procedure TFrmConfigApl.CIRed1Click(Sender: TObject); begin FrmApl.Series1.SeriesColor := CIRed; end; procedure TFrmConfigApl.CIBlue1Click(Sender: TObject); begin FrmApl.Series1.SeriesColor := CIBlue; end; procedure TFrmConfigApl.CIGreen1Click(Sender: TObject); begin FrmApl.Series1.SeriesColor := CIGreen; end; procedure TFrmConfigApl.CIRed2Click(Sender: TObject); begin FrmApl.Series2.SeriesColor := CIRed; end; procedure TFrmConfigApl.CIBlue2Click(Sender: TObject); begin FrmApl.Series2.SeriesColor := CIBlue; end; procedure TFrmConfigApl.CIGreen2Click(Sender: TObject); begin FrmApl.Series2.SeriesColor := CIGreen; end; end. </pre>
---	---	--

<pre> FrmConfigFreq.VertMax.MinValue := 0; FrmConfigFreq.VertMin.MaxValue := 0; FrmConfigFreq.VertMin.Value := 0; FrmConfigFreq.VertMin.MinValue := -1000; FrmConfigFreq.VertMin.Visible := true; Chart1.LeftAxis.MinorGrid.Visible := False; end; Button1.Click(); end; procedure TFrmFreq.VisibleClick(Sender: TOb- ject); begin Sinal.Marks.Visible := Visible.Checked; end; procedure TFrmFreq.TransparentClick(Sender: TObject); begin FrmFreq.Sinal.Marks.Transparent := Transparent.Checked; FrmFreq.Sinal.Marks.Frame.Visible := not Transparent.Checked; end; procedure TFrmFreq.ColorChange(Sender: TOb- ject); begin Sinal.Marks.BackColor := color.color; end; procedure TFrmFreq.BitBtn2Click(Sender: TOb- ject); begin FrmAbout.ShowModal(); end; </pre>	<pre> begin Chart1.Series[2].Clear; Level := EdtLevel.Value; Carries := EdtCarries.Value; PontosUsados := 0; case level of 1: Begin for i := 1 to Carries do Begin Ponto[i].w := w[i]; //Parcelas Fundamentais Ponto[i].A := A[i]*K[1].Value; end; Plot(); end; 2: Begin for i := 1 to Carries do Begin Ponto[i].w := w[i]; //Parcelas Fundamentais Ponto[i].A := A[i]*K[1].Value; end; For i := 1 to Carries do Begin Ponto[Carries+i].A := 0.5 * (Power(A[i],2))*K[Level].Value; Ponto[Carries+i].w := 2*w[i] end; For i := 1 to Carries do Begin Ponto[2*Carries+i].A := 0.5 * (Power(A[i],2))*K[Level].Value; Ponto[2*Carries+i].w := 0 end; T := 3; r := 1; For i := 1 to Carries do Begin For j := 1 to Carries do Begin if j <> i then Begin Ponto[T*Carries+r].A := A[i]*A[j]*K[Level].Value; </pre>	<pre> //Codigo da Unit Ufreq unit UFreq; interface uses Windows, Messages, SysUtils, Vari- ants, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs, Buttons, JvSpeedButton, ToolWin, ComCtrls, JvToolBar, TeEngine, Series, TeeProcs, Chart, UClass,ExtCtrls, StdCtrls, JvEdit, JvTypedEdit, JvScrollPanel,Math, Mask, JvMaskEdit, JvSpin, JvComponent, JvColorBox, JvColorBtn; Const NumPort = 5; type TFrmFreq = class(TForm) PnlF1: TPanel; Chart1: TChart; Series11: TLineSeries; Series12: TLineSeries; PnlF2: TPanel; JvToolBar1: TJvToolBar; JvSpeedButton1: TJvSpeedButton; JvSpeedButton2: TJvSpeedButton; Panel2: TPanel; BitBtn1: TBitBtn; BitBtn3: TBitBtn; BitBtn2: TBitBtn; Button1: TBitBtn; Label1: TLabel; LblLevel: TLabel; JvScrollingWindow1: TJvScrolling- Window; EdtLevel: TJvIntegerEdit; EdtCarries: TJvIntegerEdit; Sinal: TBarSeries; Series1: TLineSeries; </pre>
---	--	---

<pre> end. // Codigo da Unit Ufuncao unit UFuncao; interface uses Windows, Messages, SysUtils, math, Variants, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs, StdCtrls, ExtCtrls, TeeProcs, TeEngine, TeeFunci, Menus; function WordsCount(s : string) : integer; implementation function WordsCount(s : string) : integer; var ps: PChar; nSpaces,n,o : integer; begin //total de palavras n := 0; //total de letras o := 0; s := s + #0; ps := @s[1]; while(#0 <> ps^) do begin while((' = ps^and(#0 <> ps^)) do begin inc(ps); //conta total de letras inc(o); end; nSpaces := 0; while((' <> ps^and(#0 <> ps^))do begin inc(nSpaces); inc(ps); //conta total de letras </pre>	<pre> Ponto[T*Carries+r].w := w[i]-w[j]; Ponto[(T+1)*Carries+r].A := A[i]*A[j]*K[Level].Value; Ponto[(T+1)*Carries+r].w := w[i]+w[j]; inc(r); end; end; T := T + 2; r := 1; End; Plot(); End;//Fim do case 2: 3: Begin For i := 1 to Carries do Begin Ponto[i].w := Abs(w[i]); //Parcelas Fundamentais Ponto[i].A := A[i]*K[1].Value; //Parcela dos espurios Coinci- dentes com a fundamental Ponto[i].A := Ponto[i].A + 0.75*(Power(A[i],3))*K[Level].Value; For j := 1 to Carries do Begin; If j <> i then //Outros Espurios Coinci- dentes Com a Fundamental Ponto[i].A := Ponto[i].A + 3*(A[i]/2)*Power(A[j],2)*K[Level].Val ue; End;//Fim do for Secundario end;//Fim do for Primario For i := 1 to Carries do Begin Ponto[Carries+i].A := 0.25 * (Power(A[i],3))*K[Level].Value; Ponto[Carries+i].w := Abs(3*w[i]) end; T := 2; r := 1; For i := 1 to Carries do Begin For j := 1 to Carries do </pre>	<pre> Logarithmic: TCheckBox; Label3: TLabel; Zo: TjvSpinEdit; GroupBox3: TGroupBox; Label2: TLabel; Visible: TCheckBox; Color: TjvColorButton; Transparent: TCheckBox; procedure JvSpeedBut- ton1Click(Sender: TObject); procedure FormShow(Sender: TOB- ject); procedure FormCreate(Sender: TOB- ject); procedure Button1Click(Sender: TObject); procedure JvScrollingWin- dow1Enter(Sender: TObject); Procedure Plot(); procedure BitBtn1Click(Sender: TObject); procedure PlotaEixo(); procedure LogarithmicClick(Sender: TObject); procedure VisibleClick(Sender: TObject); procedure TransparentClick(Sender: TObject); procedure ColorChange(Sender: TObject); procedure BitBtn2Click(Sender: TObject); private { Private declarations } public { Public declarations } k : array[1..7] of TjvFloatEdit2; Ponto : array[1..2000] of TPonto; w : array [1..10] of Extended; A : array [1..10] of Extended; PontosUsados : integer; end; var FrmFreq: TFrmFreq; LblIndice : Array[1..7] of TLabel; </pre>
--	---	--

<pre> inc(o); end; if (nSpaces > 0) then begin inc(n); end; end; //recebe o total de letras contadas incluindo os espaços Result := o; end; end. //Codigo da Unit Usinal unit USinal; interface uses Windows, Messages, SysUtils, Variants, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs, JvEdit, JvTypedEdit, StdCtrls, Mask, JvMaskEdit, JvSpin, JvDBSpinEdit, ToolWin, JvScrollPanel, Buttons, TeEngine, TeeFunci, Series, TeeProcs, Chart, ExtCtrls, Math, Spin, JvFloatEdit, JvSpeedButton, ComCtrls, JvToolBar, JvLabel, JvPanel; Const cstEscala = 250000000000; CstForEscala = 2500; Giga = 1000000000; type TFrmSinal = class(TForm) PnlF1: TPanel; Sinal: TLineSeries; PnlF2: TPanel; Panel2: TPanel; BitBtn1: TBitBtn; BitBtn3: TBitBtn; BitBtn2: TBitBtn; But: TBitBtn; Panel3: TPanel; </pre>	<pre> Begin if j<>i then Begin Ponto[T*Carries+r].A := 0.75*A[i]*(Power(A[j],2))*K[Level].Value; Ponto[T*Carries+r].w := Abs(2*w[j]-w[i]); Ponto[(T+1)*Carries+r].A := 0.75*A[i]*(Power(A[j],2))*K[Level].Value; Ponto[(T+1)*Carries+r].w := Abs(2*w[j]+w[i]); inc(r); end; end; T := T + 2; r := 1; end; p := 0; For i := 1 to Carries do Begin For t := i+1 to Carries do Begin For r := t+1 to Carries do Begin if (i <> t) and (i <> r) then Begin Ponto[(Carries*2+ 2)*Carries+p].A := (3/2)*A[i]*A[t]*A[r]*K[Level].Value; Ponto[(Carries*2+ 2)*Carries+p].w := Abs(w[i]+w[t]+w[r]); Ponto[(Carries*2+22)*Carries+p].A := (3/2)*A[i]*A[t]*A[r]*K[Level].Value; Ponto[(Carries*2+22)*Carries+p].w := Abs(w[i]+w[t]-w[r]); Ponto[(Carries*2+42)*Carries+p].A := (3/2)*A[i]*A[t]*A[r]*K[Level].Value; Ponto[(Carries*2+42)*Carries+p].w := Abs(w[i]-w[t]+w[r]); </pre>	<pre> LblMais : Array[1..7] of TLabel; implementation uses UBackGround, UConfigFreq, UAbout; {\$R *.dfm} procedure TFrmFreq.JvSpeedButton1Click(Sender: TObject); begin Close; end; procedure TFrmFreq.FormShow(Sender: TObject); var i : integer; begin //Configurações do Chart Chart1.Gradient.EndColor := FrmBackGround.EndColor.Color; Chart1.Gradient.StartColor := FrmBackGround.StartColor.Color; For i := 1 to 7 do k[i].SendToBack; PlotaEixo(); FrmConfig- Freq.JvFormStorage1.RestoreFormPlace- ment; Chart1.LeftAxis.Maximum := 1000; Chart1.LeftAxis.Minimum := 0; FrmConfigFreq.VertMax.MaxValue := 1000; FrmConfigFreq.VertMax.MinValue := 0; FrmConfigFreq.VertMax.Value:= 1000; FrmConfigFreq.VertMin.Value := 0; FrmConfigFreq.VertMin.Visible := false; Chart1.LeftAxis.Logarithmic := True; </pre>
--	---	--

<p>JvScrollingWindow2: TjvScrolling- Window; P5: TPanel; Label1: TLabel; Label2: TLabel; Label7: TLabel; P6: TPanel; Label3: TLabel; Label4: TLabel; Label5: TLabel; P7: TPanel; Label6: TLabel; Label8: TLabel; Label9: TLabel; P8: TPanel; Label10: TLabel; Label11: TLabel; Label12: TLabel; P9: TPanel; Label13: TLabel; Label14: TLabel; Label15: TLabel; P10: TPanel; Label16: TLabel; Label17: TLabel; Label18: TLabel; P4: TPanel; Label19: TLabel; Label20: TLabel; Label21: TLabel; P3: TPanel; Label22: TLabel; Label23: TLabel; Label24: TLabel; P2: TPanel; Label25: TLabel; Label26: TLabel; Label27: TLabel; P1: TPanel; Label28: TLabel; Label29: TLabel; Label30: TLabel; Series11: TLineSeries; Series12: TLineSeries; JvScrollingWindow1: TjvScrolling- Window; Label31: TLabel;</p>	<pre>Ponto[(Carries*2+62)*Carries+p].A := (3/2)*A[i]*A[t]*A[r]*K[Level].Value; Ponto[(Carries*2+62)*Carries+p].w := Abs(w[i]-w[t]-w[r]); inc(p); end; //fim do if end; //fim do for terciario end; //fim do for secundario end; //fim do for primario } Plot; end; //Fim do case 3: end; //fim do case end; procedure TFrmFreq.JvScrollingWindow1Enter(Se- nder: TObject); var i : integer; begin For i := 1 to 7 do k[i].SendToBack; end; Procedure TfrmFreq.Plot(); var k,i,j : integer; Begin k := 1; for i := 1 to 2000 do Begin For j := i+1 to 2000 do Begin If ((Abs(Ponto[i].w) <= Abs(ponto[j].w +0.000001)) and (Abs(Ponto[i].w) >= Abs(ponto[j].w- 0.000001))) then Begin Ponto[i].A := Ponto[i].A + Ponto[j].A; Ponto[i].w := Abs(Ponto[i].w); Ponto[j].A := 0; Ponto[j].w := 0; end; end; //Fim do For Secundario</pre>	<pre>Chart1.BottomAxis.Minimum := FrmConfigFreq.HoriMin.Value; Chart1.BottomAxis.Maximum := FrmConfigFreq.HoriMax.Value; if FrmConfigFreq.CIBlue1.Checked then Sinal.SeriesColor := CIBlue else if FrmConfig- Freq.CIRed1.Checked then Sinal.SeriesColor := CIRed else if FrmConfig- Freq.CIGreen1.Checked then Sinal.SeriesColor := CIGreen; Sinal.BarWidthPercent := FrmConfig- Freq.Width1.Value; Sinal.Marks.BackColor := Color.Color; Sinal.Marks.Visible := Visi- ble.checked; Sinal.Marks.Transparent := Transpar- ent.checked; Sinal.Marks.Frame.Visible := not Transparent.Checked; Sinal.BarWidthPercent := FrmConfig- Freq.Width1.Value*20; end; procedure TFrmFreq.PlotaEixo(); var i : integer; Begin Chart1.Series[0].AddXY(0,10000,"cltee- color); Chart1.Series[0].AddXY(0,- 150,"clteecolor); Chart1.Series[1].AddXY(- 160,0,"clteecolor); Chart1.Series[1].AddXY(160,0,"cltee- color); //Como o eixo x naum tava sendo</pre>
---	--	---

Label32: TLabel; Label34: TLabel; Label35: TLabel; Label36: TLabel; Label37: TLabel; Label38: TLabel; Label39: TLabel; Label40: TLabel; Label41: TLabel; Label42: TLabel; Label43: TLabel; Label44: TLabel; Label45: TLabel; Label46: TLabel; Label47: TLabel; Label48: TLabel; Label49: TLabel; Label50: TLabel; Label51: TLabel; SpnNumCarries: TSpinEdit; PlotOut: TSpinEdit; Label52: TLabel; Label53: TLabel; Panel1: TPanel; JvToolBar1: TJvToolBar; JvSpeedButton1: TJvSpeedButton; JvSpeedButton2: TJvSpeedButton; ToolButton1: TToolButton; ToolButton2: TToolButton; Panel4: TPanel; ProgressBar1: TProgressBar; Panel5: TPanel; Chart1: TChart; procedure JvScrollingWindow2Scrolled(Sender: TObject; Kind: TJvScrollKind); procedure FormShow(Sender: TObject); procedure PlotaEixo(); procedure FormCreate(Sender: TObject); procedure ButClick(Sender: TObject); procedure BitBtn1Click(Sender: TObject); procedure JvSpeedButton1Click(Sender: TObject); procedure JvSpeedBut-	End;//Fim do For Primario For i := 1 to 2000 do If ponto[i].A < 0 then Begin // 20*Log10(Abs(Ponto[i].A)/(sqrt(FrmConfigFreq.Zo.Value*0.001))) If Logarithmic.Checked then JvSpeedButton2Click(Sender: TObject); procedure FormClose(Sender: TObject; var Action: TCloseAction); procedure SpnNumCarriesChange(Sender: TObject); procedure FormResize(Sender: TObject); procedure BitBtn2Click(Sender: TObject); private { Private declarations } public { Public declarations } K : Array[1..7] of TJvFloatEdit2; end; var FrmSinal: TFrmSinal; A : Array[1..10] of TJvFloatEdit2; W : Array[1..10] of TJvFloatEdit2; LblIndice : Array[1..7] of TLabel; LblMais : Array[1..7] of TLabel; implementation uses UConfigSinal, Main, UFreq, UBackground, UProgress, UAbout; {\$R *.dfm} procedure TFrmSinal.JvScrollingWindow2Scrolled(Sender : TObject; Kind: TJvScrollKind); begin P1.SendToBack; P2.SendToBack; P3.SendToBack; P4.SendToBack; P5.SendToBack; P6.SendToBack; 	plotado direito replotei ele end; procedure TFrmFreq.FormCreate(Sender: TObject); var NLeft,i : Integer; begin PontosUsados := 0; NLeft := 0; For i := 1 to 2000 do end; procedure TFrmSinal.PlotaEixo(); var i : integer; Begin Chart1.Series[0].AddXY(0,1000,",clteecolor); Chart1.Series[0].AddXY(0,-1000,",clteecolor); Chart1.Series[1].AddXY(-0.00000009,0,",clteecolor); Chart1.Series[1].AddXY(0.00000009,0,",clteecolor); //Como o eixo x naum tava sendo plotado direito replotei ele end; procedure TFrmSinal.FormCreate(Sender: TObject); var i,NLeft : integer; begin NLeft := 0; for i := 1 to 10 do Begin A[i] := TJvFloatEdit2.Create(Self); A[i].Left := 25; A[i].Top := 21 ; A[i].Width := 36; A[i].Height := 24; A[i].Alignment := taRightJustify; A[i].TabOrder := 1; A[i].MaxDecimals := 3;
--	--	---

<pre> ton2Click(Sender: TObject); procedure FormClose(Sender: TObject; var Action: TCloseAction); procedure SpnNumCarriesChange(Sender: TObject); procedure FormResize(Sender: TObject); procedure BitBtn2Click(Sender: TObject); private { Private declarations } public { Public declarations } K : Array[1..7] of TJvFloatEdit2; end; var FrmSinal: TFrmSinal; A : Array[1..10] of TJvFloatEdit2; W : Array[1..10] of TJvFloatEdit2; LblIndice : Array[1..7] of TLabel; LblMais : Array[1..7] of TLabel; implementation uses UConfigSinal, Main, UFreq, UBackground, UProgress, UAbout; {\$R *.dfm} procedure TFrmSinal.JvScrollingWindow2Scrolled(Sender: TObject; Kind: TJvScrollKind); begin P1.SendToBack; P2.SendToBack; P3.SendToBack; P4.SendToBack; P5.SendToBack; P6.SendToBack; P7.SendToBack; P8.SendToBack; P9.SendToBack; P10.SendToBack; end; </pre>	<pre> P7.SendToBack; P8.SendToBack; P9.SendToBack; P10.SendToBack; end; procedure TFrmSinal.FormShow(Sender: TObject); var i : integer; begin P1.SendToBack; P2.SendToBack; P3.SendToBack; P4.SendToBack; P5.SendToBack; P6.SendToBack; P7.SendToBack; P8.SendToBack; P9.SendToBack; P10.SendToBack; for i := 1 to 7 do k[i].SendToBack; PlotaEixo(); FrmConfigSinal.JvFormStorage1.RestoreFormPlacement; Chart1.LeftAxis.Minimum := FrmConfigSinal.VertMin.Value; Chart1.LeftAxis.Maximum := FrmConfigSinal.VertMax.Value; Chart1.BottomAxis.Minimum := FrmConfigSinal.HoriMin.Value/(CstGrid/PlotOut.Value); Chart1.BottomAxis.Maximum := FrmConfigSinal.HoriMax.Value/(CstGrid/PlotOut.Value); if FrmConfigSinal.CIBlue1.Checked then Sinal.SeriesColor := CIBlue else if FrmConfigSinal.CIRed1.Checked then Sinal.SeriesColor := CIRed else if FrmConfigSinal.CIGr </pre>	<pre> A[i].MaxLength := 5; A[i].HasMaxValue := False; A[i].HasMinValue := False; A[i].Value := 2; W[i] := TJvFloatEdit2.Create(Self); W[i].Left := 25; W[i].Value := 1+(i-1)/10; W[i].Top := 49; W[i].Width := 36; W[i].Height := 24; W[i].ReadOnly := False; W[i].TabOrder := 0; W[i].MaxLength := 5; Case i of 1:Begin A[i].Parent := P1; W[i].Parent := P1; end; 2:Begin A[i].Parent := P2; W[i].Parent := P2; end; 3:Begin A[i].Parent := P3; W[i].Parent := P3; end; 4:Begin A[i].Parent := P4; W[i].Parent := P4; end; 5:Begin A[i].Parent := P5; W[i].Parent := P5; end; 6:Begin A[i].Parent := P6; W[i].Parent := P6; end; 7:Begin </pre>
--	---	---

Anexo I

Apontamento das estações terrenas em enlaces com satélites geo-estacionários

I.1. Introdução

Quando a comunicação via satélite é realizada com repetidor geo-estacionário, as antenas utilizadas nas estações terrenas podem ser apontadas em uma determinada direção, com relação a dois planos. Este apontamento dependerá de dois ângulos, sendo um deles o de elevação e o outro de azimute.

I.2. Azimute

O azimute pode ser definido como sendo a distância angular, medida sobre o horizonte, a partir de um ponto origem, no sentido horário, até o círculo vertical que passa por um dado astro^{1,2}.

Em comunicação via satélite o ponto de origem é o norte geográfico e o astro é o satélite com o qual se deseja realizar a comunicação. Com as coordenadas geográficas do satélite e da estação terrena, pode-se determinar um fator que nos leva ao ângulo de azimute. Este fator está apresentado na equação I.1

$$\hat{A} = \text{arctg}\left(\frac{\text{tg}|\phi_s - \phi_T|}{\text{sen}\theta_T}\right) \quad (\text{I.1})$$

onde θ_T é a latitude da estação terrena, ϕ_T é a longitude da estação terrena e ϕ_s é a longitude do satélite.

Para o hemisfério sul com a estação terrena a oeste do satélite:

$$A = \hat{A} \quad (\text{I.2})$$

Para o hemisfério sul com a estação terrena a leste do satélite:

$$A = 360 - \hat{A} \quad (\text{I.3})$$

Para o hemisfério norte com a estação terrena a oeste do satélite:

$$A = 180 - \hat{A} \quad (\text{I.4})$$

Para o hemisfério norte com a estação terrena a leste do satélite:

$$A = 180 + \hat{A} \quad (\text{I.5})$$

Todas as medidas são efetuadas em graus.

I.3. Elevação

O ângulo de elevação é aquele que deve existir no plano vertical entre o satélite e a antena da estação terrena. O valor pode ser obtido através da equação I.6

$$E = \arctg \left(\frac{r - R_e \cos \theta_T \cos |\phi_S - \phi_T|}{R_e \sin [\arccos (\cos \theta_T \cos |\phi_S - \phi_T|)]} \right) - \arccos (\cos \theta_T \cos |\phi_S - \phi_T|) \quad (\text{I.6})$$

onde r é o raio da órbita geostacionária que vale 42.164Km e R_e é o raio da terra que vale 6378 km^{3,4}.

Tomando como referência a Figura I.1, a estação pode estar em P sendo Q a projeção ortogonal de P no plano O_{xy}. Tem-se:

$$\theta_T = \angle \left(\vec{OP}, \vec{k} \right) ; \quad \vec{k} = \vec{OA} \quad \phi_T = \angle \left(\vec{OQ}, \vec{i} \right) ; \quad \vec{i} = \vec{OB}$$

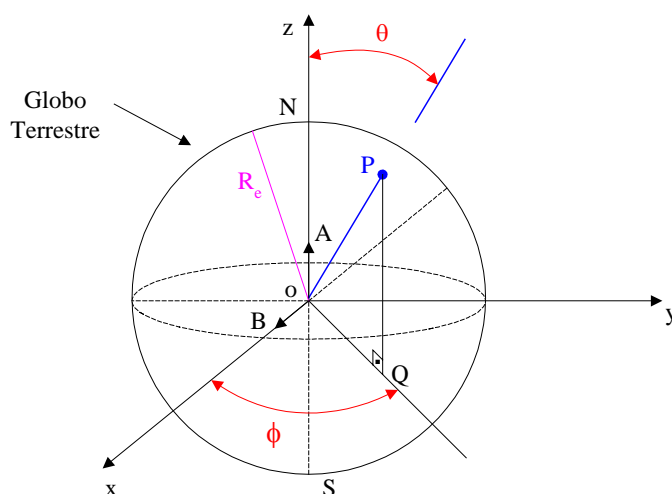


Figura I.1. descrição das coordenadas de um ponto sobre o globo terrestre.

A mesma análise pode ser feita para o satélite fora do globo terrestre, para referenciar ϕ_S .

I.4. Exemplo 1

Como exemplo na obtenção de A e E , calcular os valores dos ângulos de azimute e elevação para uma estação terrena em Santa Rita do Sapucaí, que deve ser apontada para o satélite Brasilsat B4.

- | | |
|---|-----------------|
| □ Coordenadas de Santa Rita do Sapucaí: | 22° 11' 39,2" S |
| | 45° 43' 17" W |
| □ Coordenadas do Brasilsat B4: | 92° W |

Neste caso, utilizando as equações I.3, pois a estação terrena se encontra no hemisfério sul e a leste do satélite, tem-se:

$$A \cong 289^\circ 51' 45''$$

Com a equação I.6, tem-se:

$$E \cong 32^\circ 27' 16''$$

I.5. Distância entre as estações terrenas e o satélite

A distância em (Km), levando em consideração as coordenadas geográficas de cada elemento, entre a estação terrena e o satélite pode ser calculada através da equação (I.7)⁵.

$$d \cong [X_1 - X_2 \cdot \cos \theta_T \cdot \cos(\phi_S - \phi_T)]^{\frac{1}{2}} \quad (I.7)$$

Na qual X_1 e X_2 são calculados em (Km^2).

$$X_1 = R_e^2 + (R_e + H)^2 = 1.826.501.965$$

$$X_2 = 2R_e \cdot (R_e + H) = 539.055.804$$

onde H é a altitude dos satélites geoestacionários ($35.881 Km$);

I.6. Exemplo 2

Calcular a distância entre uma estação terrena em Santa Rita do Sapucaí, nas coordenadas do Exemplo 1 e o satélite Brasilsat B4.

Neste caso, utilizando os dados do exemplo anterior e a equação (I.7), tem-se:

$$d[Km] \cong 38.490$$

Referências Bibliográficas

¹ Ferreira, A. B. de H.. *Novo dicionário da língua portuguesa*. 2ª Edição. Editora Nova Fronteira S.A., 1986.

² Maral, G.; Bousquet, M.. *Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology*. 4th Ed.. John Wiley & Sons, Inc, 2002.

³ Ha, Tri Ti ; *Digital Satellite Communications*. Macmillan Publishing Comp., 1986.

⁴ Roddy, Dennis. *Satellite Communications*. 3rd Ed.. Mc Graw-Hill, 2001.

⁵ Nunes, Mário A. S.; *Telecomunicações IV - 2º Volume*.; CDT - INATEL, 1986.

Anexo II

Desempenho das modulações mais empregadas em enlaces via satélite em condição geo-estacionária

II.1. Introdução

Como as distâncias dos enlaces via satélite são muito grandes, faz-se necessário o uso de potências elevadas, para que seja possível operar com taxas de erro menores do que as máximas exigidas. Por esta razão as modulações empregadas em satélite são as mais robustas, ou melhor, as que operam com os menores valores de relação (E_b/N_0).

Além disso a não linearidade dos *transponders* torna mais apropriada a utilização de modulações de envelope constante, ou seja, as baseadas em variação de fase ou frequência. Esta característica justifica o fato de não se utilizar em larga escala modulações *AM* e *M-QAM*. Nos enlaces via satélite as modulações mais comuns são *FM* e *M-PSK*.

II.2. Modulação em frequência

As aplicações voltadas para o mercado de dados e voz via satélite estão todas fundamentadas em tecnologia digital. A única aplicação analógica é a de transmissão de sinais de TV, que é mantida no Brasil em função do grande número de estações de recepção para uso residencial. Esta condição permite às emissoras nacionais suprir algumas deficiências de cobertura das redes terrestres.

A equação (II.1) oferece a relação sinal/ruído do sinal de vídeo demodulado, para um enlace via satélite com modulação FM^{1,2,3}:

$$\left(\frac{S}{N}\right) = \frac{3}{2} \cdot \frac{P_{RX}}{N} \cdot \frac{B}{f_v} \cdot \left(\frac{\Delta_f}{f_v}\right)^2 \cdot C \quad (\text{II.1})$$

onde P_{RX} é a potência de recepção [W], N é o ruído térmico [W], B é a largura de faixa do canal em frequência intermediária (FI), f_V é a máxima frequência do sinal modulante [Hz], Δ_f é o desvio de pico da portadora provocado pelo sinal modulante [Hz] e C_{pe} é a constante que depende da ponderação e da de-ênfase.

Tabela II.1. Valores da constante C_{pe} .

C_{pe}	C_{pe} [dB]	Recurso empregado na demodulação
1	0	Sem rede de ponderação e de-ênfase.
14,125	11,5	Com apenas rede de ponderação.
1,413	1,5	Com apenas de-ênfase.
19,953	13	Com rede de ponderação e de-ênfase.

Para sinais de TV a relação (S/N) deve ser expressa em função da potência do sinal de luminância com amplitude de pico a pico em relação a potência RMS de ruído. Esta condição é demonstrada na equação (II.2)

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{TV} = [2 \cdot \sqrt{2}]^2 \cdot \left(\frac{S}{N}\right) = 8 \cdot \left(\frac{S}{N}\right) \quad (\text{II.2})$$

Trabalhando com as equações (II.1) e (II.2), tem-se:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{TV} = 12 \cdot \frac{P_{RX}}{N} \cdot \frac{B}{f_V} \cdot \left(\frac{\Delta_f}{f_V}\right)^2 \cdot C_{pe} \quad (\text{II.3})$$

Deve-se levar em consideração a resolução CCIR 405-1 que recomenda que o desvio de pico a pico provocado por um sinal padrão de vídeo com IV_{pp} , deve satisfazer $\Delta_{fpp} = 8MHz$. Deve-se ainda considerar que a excursão do sinal de luminância, corresponde a 71,4% do sinal de vídeo. Sendo assim a equação (II.3) pode ser expressa em função do desvio de pico a pico, como apresentado na equação (II.4)⁴:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{TV} = 12 \cdot \frac{P_{RX}}{N} \cdot \frac{B}{f_V} \cdot \left(\frac{0,714 \cdot \Delta_{fpp}}{2} \cdot \frac{1}{f_V}\right)^2 \cdot C_{pe} \quad (\text{II.4a})$$

Na escala logarítmica, teremos:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{TV} [dB] = -58,8 + \left(\frac{C}{N}\right) [dB] + 10 \cdot \log(B) + C_{pe} [dB] \quad (\text{II.4b})$$

Onde (C/N) é a relação portadora/ruído e igual a relação (P_{RX}/N) .

O gráfico da Figura II.1, apresenta o comportamento da relação (S/N) em função da relação (C/N) , considerando $B = 20\text{MHz}$ e $C_{pe} = 13\text{dB}$.

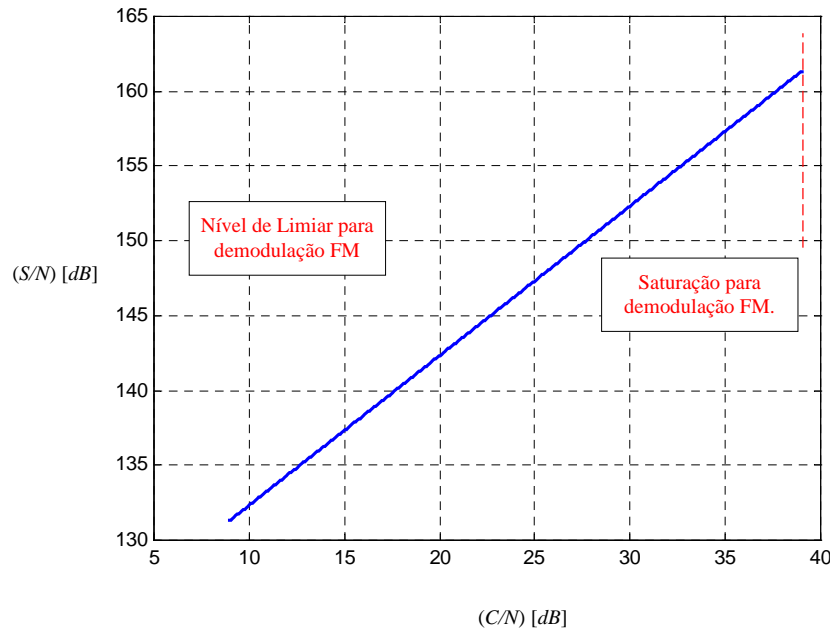


Figura II.1. Curva de desempenho da demodulação FM.

II.3. Modulação PSK

As modulações *PSK* (*Phase Shift Keying*) se baseiam na alteração de fase em função do sinal digital modulante. Para o sistema *BPSK*, temos cada bit de entrada provocando uma variação de fase, como apresentado na Figura II.2.

Através da forma de onda no domínio do tempo é possível perceber que existem duas fases atreladas aos símbolos binários. Para o nível lógico alto a fase é 0° e para o nível lógico baixo a fase é 180° . Esta condição é visualizada de forma direta através do diagrama de constelação apresentado na Figura II.3.

A modulação *BPSK* trabalha com duas posições no diagrama de constelação e cada posição de fase representa um símbolo. Desta forma pode-se concluir que neste caso é transmitido um *bit* por símbolo.

Nas modulações de ordens mais elevadas existe um aumento no número de símbolos e consequentemente o aumento do número de *bits* por símbolo.

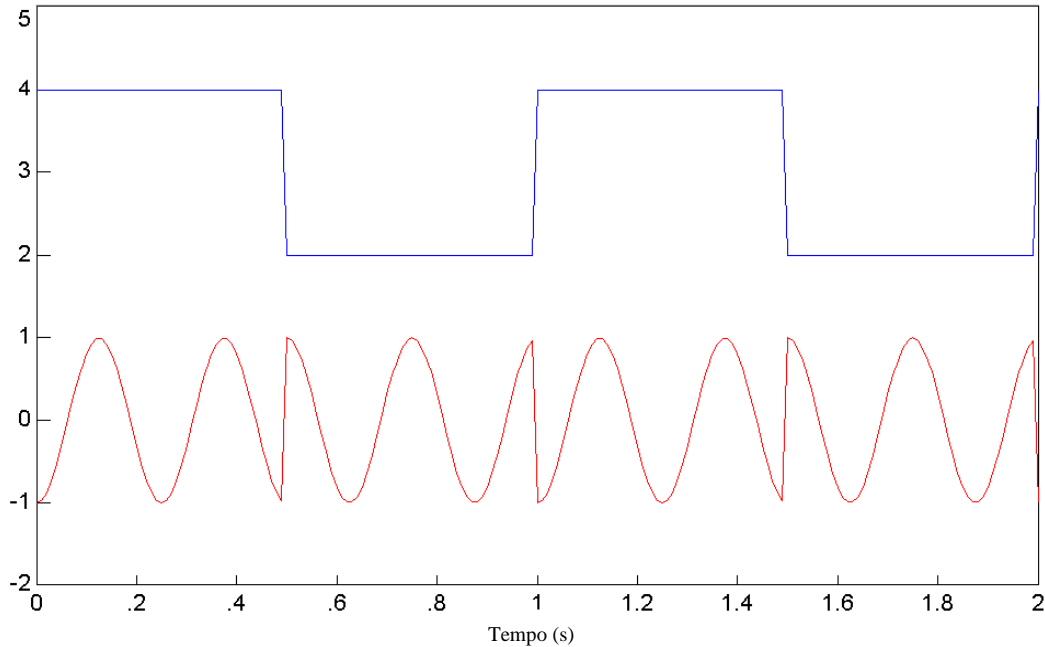


Figura II.2. Forma de onda de um sinal modulado em BPSK.

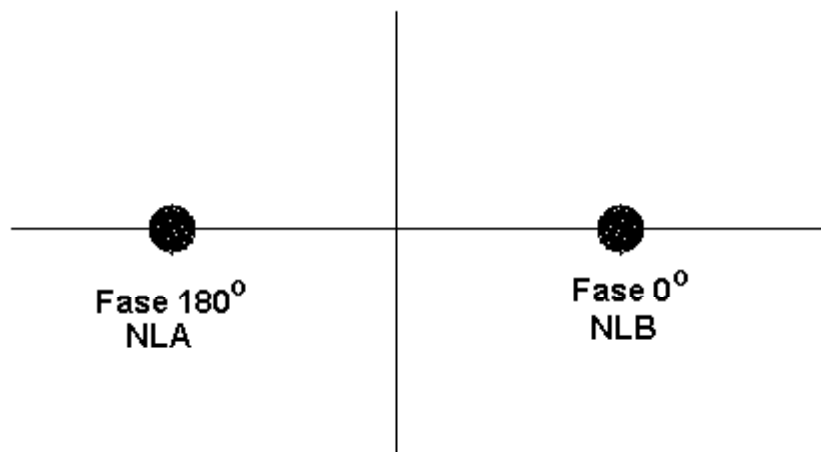


Figura II.3. Diagrama de Constelação da modulação BPSK.

Para modulação *QPSK* existem quatro símbolos com quatro posições de fase em quadratura, como pode ser visualizado na Figura II.4. Cada símbolo é composto por dois *bits*, fazendo com que esta modulação ofereça maior capacidade de transmissão do que a *BPSK*, ocupando a mesma largura de faixa.

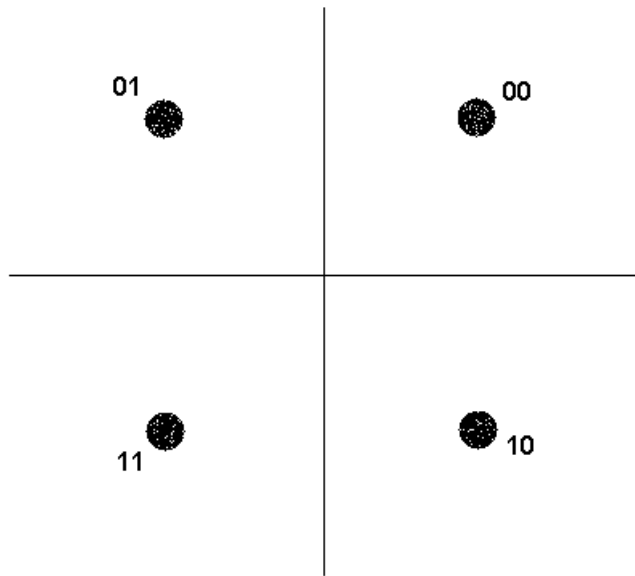


Figura II.4. Diagrama de constelação da modulação QPSK.

Para modulação 8PSK tem-se três *bits* por símbolo e conseqüentemente oito posições de fase no diagrama de constelação, como pode ser visualizado na Figura II.5.

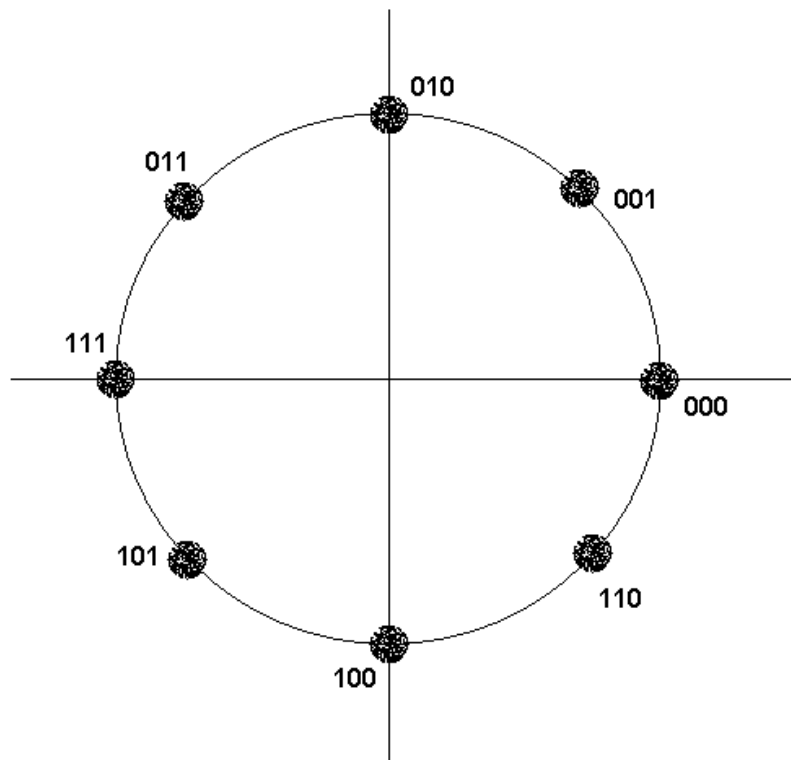


Figura II.5. Diagrama de constelação da modulação 8PSK.

Nos canais com a presença de ruído e distorções, existe a possibilidade de um símbolo ser interpretado como outro, gerando erro. Quanto maior a ordem da modulação, maior será a probabilidade de um *bit* ser confundido com outro, pois o espaçamento entre os mesmos diminui. Conseqüentemente, a taxa de erro aumenta se aumentarmos a ordem da modulação e mantivermos a mesma relação (E_b/N_0), como apresentado na Figura II.7^{5,6}.

II.4. Modulação 16QAM.

Na modulação *QAM* além da variação de fase existe a variação de amplitude em função do símbolo que será transmitido. O diagrama de constelação do sinal *16QAM* é apresentado na Figura II.6 e mostra que cada símbolo possui uma fase e uma amplitude no diagrama.

A variação conjunta de fase e amplitude faz a modulação *QAM* exigir menos potência para oferecer a mesma taxa de erro das modulações *PSK* de mesma ordem. Por este motivo, para modulações com ordem superior a 16, sempre se trabalha com *QAM* ao invés de se trabalhar com *PSK*, como pode ser analisado através da Figura II.7.

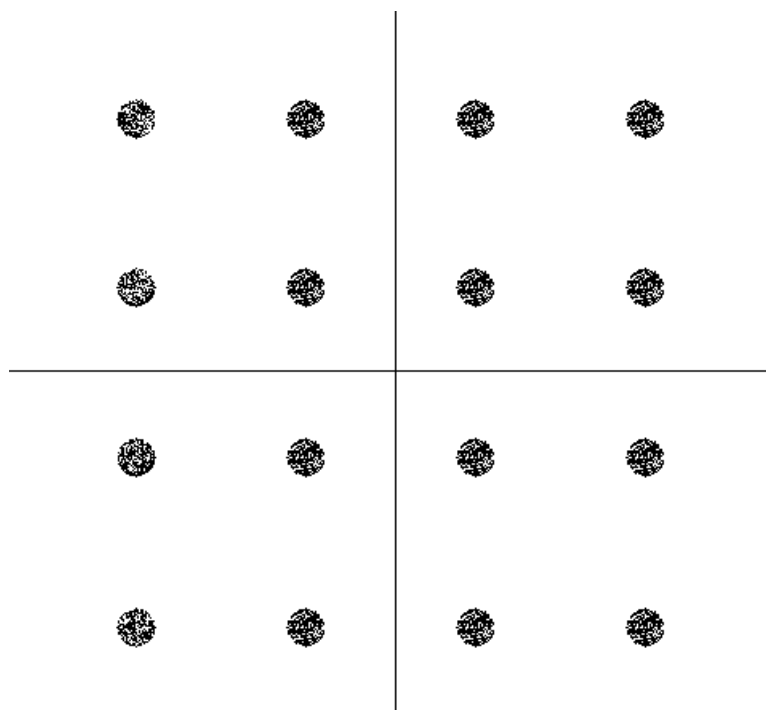


Figura II.6. Diagrama de constelação da modulação 16QAM

Com o aumento das ordens de modulação, teremos sempre a redução da largura de faixa do canal, como apresentado pela equação (II.5), mas em contrapartida existirá a necessidade de aumento no nível do sinal da portadora, para manter a mesma taxa de erro, como apresentado na Figura II.7:

$$B = \frac{R}{\log_2 M} \cdot (1 + \alpha) \quad (\text{II.5})$$

onde B é a largura de faixa do canal [Hz], R é taxa de transmissão [bps], M é a ordem da modulação e α é o fator de *roll-off* dos filtros utilizados no sistema.

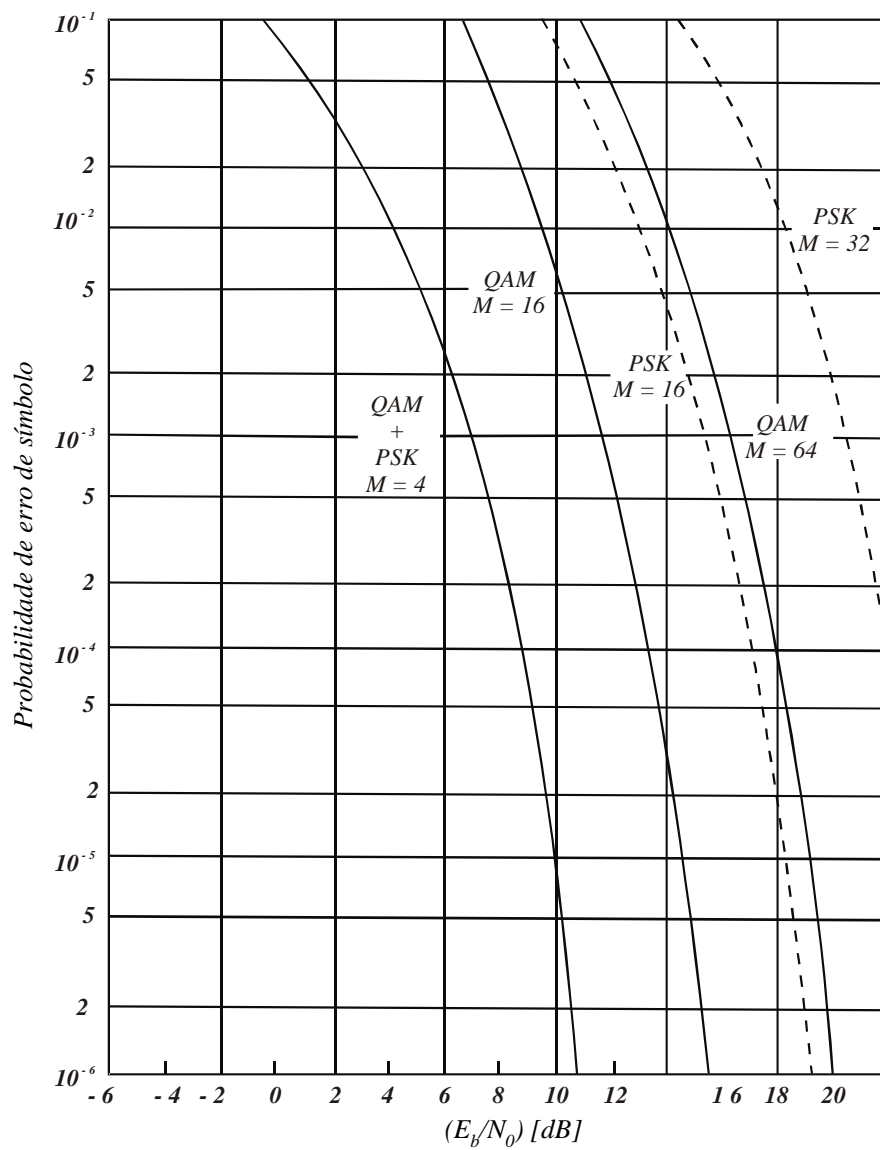


Figura II.7. Probabilidade de Erro de símbolo em função da relação (E_b/N₀).

Referências Bibliográficas

- ¹ Carlson, A. Bruce. *Communication Systems*. McGraw-Hill, 1996.
- ² Taub, H.; Schilling, D. L. *Principles of Communication Systems*. MacGraw-Hill, 1986.
- ³ Ribeiro, M.; Barradas, O. C. M. *Sistemas Analógicos e Digitais*. Livros Técnicos e Científicos - EMBRATEL, 1980.
- ⁴ Togashi, Akira. *Métodos de Transmissão de Televisão por Satélite*. CETUC-PUC/RJ, 1975.
- ⁵ Sklar, Bernard. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. 2nd Ed. Prentice Hall, Inc. 2000.
- ⁶ Couch II, L. W. *Sistemas de comunicación digitales y analógicos*. 5^a Ed. Prentice Hall, México, 1998.

Anexo III

Temperatura equivalente de ruído, Figura de ruído e Fator de mérito para estações de recepção (G/T)

III.1. Temperatura Equivalente de Ruído

A temperatura equivalente de ruído de um componente pode ser definida como sendo o valor de temperatura em que um resistor padrão gera ruído com nível equivalente ao gerado pelo componente em questão, na temperatura de operação. Quanto menor for este parâmetro, melhor será o desempenho do componente.

É um parâmetro baseado em uma grandeza física, mas definido de forma matemática. Para um amplificador ideal tem-se¹:

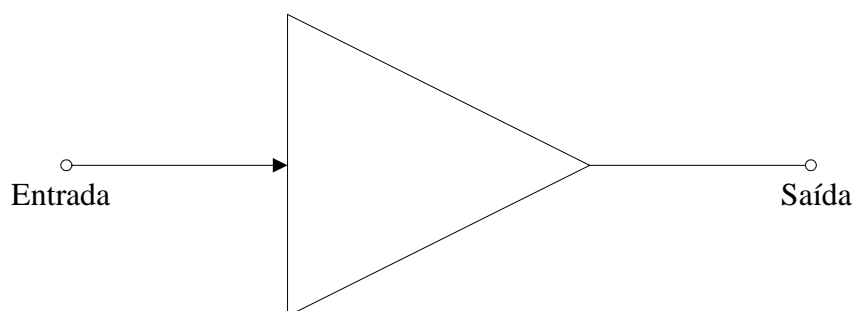


Figura III.1. Amplificador Ideal.

$$N_{I-in} = K \cdot T_0 \cdot B \quad (\text{III.1})$$

$$N_{I-out} = (K \cdot T_0 \cdot B) \cdot G \quad (\text{III.2})$$

onde N_{I-in} é o nível do ruído de entrada no amplificador ideal [W], N_{I-out} é o nível do ruído de saída no amplificador ideal [W], K é a constante de Boltzman ($K=1,38 \cdot 10^{-23}$ [J/K]), T_0 é a temperatura a que se encontra submetido o amplificador [K] e B é a largura de faixa do canal [Hz].

No caso de um amplificador real, além da parcela de ruído térmico amplificada, existirá em sua saída uma outra parcela referente a própria constituição física do componente. Esta parcela pode ser representada em função da temperatura equivalente de ruído, como apresentada na equação (III.3).

$$N_{out} = (K \cdot T_0 \cdot B) \cdot G + (K \cdot T_e \cdot B) \cdot G \quad (\text{III.3})$$

III.2. Figura de Ruído.

Por definição a figura de ruído é a razão entre a relação portadora/ruído de entrada e a relação portadora/ruído de saída, como apresentada na equação (III.4).

$$F = \frac{\left(\frac{C}{N}\right)_{in}}{\left(\frac{C}{N}\right)_{out}} \quad (\text{III.4})$$

Para um amplificador ideal, a figura de ruído pode ser calculada como apresentado abaixo:

$$F = \frac{\left(\frac{C}{K \cdot T_0 \cdot B}\right)_{in}}{\left(\frac{C \cdot G}{(K \cdot T_0 \cdot B) \cdot G}\right)_{out}} = 1 \quad (\text{III.5})$$

onde G é o ganho oferecido pelo amplificador.

No amplificador ideal a relação portadora/ruído de saída se mantém igual a de entrada, pois o amplificador em nada contribui com o aumento do ruído. O mesmo não ocorre com o amplificador real, como apresentado na equação (III.6).

$$F = \frac{\left(\frac{C}{K \cdot T_0 \cdot B}\right)_{in}}{\left(\frac{C \cdot G}{(K \cdot (T_0 + T_e) \cdot B) \cdot G}\right)_{out}} = \frac{T_0 + T_e}{T_0} = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (\text{III.6})$$

Conseqüentemente, tem-se:

$$T_e = (F - 1) \cdot T_0 \quad (\text{III.7})$$

III.2. Amplificadores em cascata

O comportamento final de uma cascata de amplificadores pode ser analisado com a ajuda da Figura III.2.

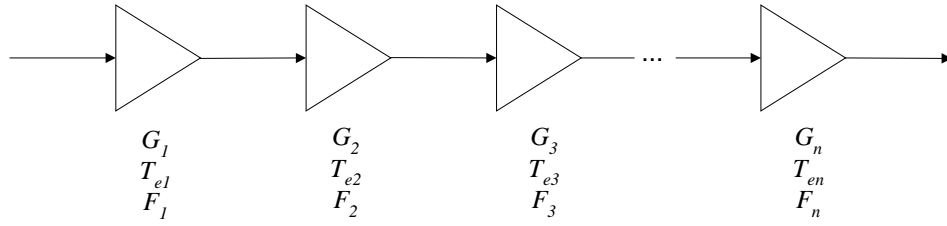


Figura III.2. Associação de amplificadores.

A figura de ruído de todo o conjunto pode ser obtida através da relação entre as grandezas (C/N) de entrada e saída. Para determinar a relação portadora/ruído de saída, tem-se os níveis da portadora e do ruído apresentados nas equações (III.8) e (III.9)².

$$C_{OUT} = C \cdot G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot \dots \cdot G_n \quad (III.8)$$

$$N_{OUT} = K \cdot B \{ (T_0 + T_{e1}) \cdot G_1 \cdot G_2 \cdot \dots \cdot G_n + T_{e2} \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot \dots \cdot G_n + \dots + T_{en} \cdot G_n \} \quad (III.9)$$

Consequentemente a figura de ruído do conjunto será dada pela equação apresentada a seguir:

$$F = \frac{\left(\frac{C}{K \cdot T_0 \cdot B} \right)_{IN}}{\left(\frac{C \cdot G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot \dots \cdot G_n}{K \cdot B \{ (T_0 + T_{e1}) \cdot G_1 \cdot G_2 \cdot \dots \cdot G_n + T_{e2} \cdot G_2 \cdot \dots \cdot G_n + \dots + T_{en} \cdot G_n \}} \right)_{OUT}} \quad (III.10a)$$

$$F = \frac{1}{T_0} \left[(T_0 + T_{e1}) + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 \cdot G_2} + \dots + \frac{T_{en}}{G_1 \cdot \dots \cdot G_{n-1}} \right] \quad (III.10b)$$

Com as equações (III.6), (III.7) e (III.10b) é possível obter as equações (III.11) e (III.12), que apresentam os valores da figura de ruído e da temperatura equivalente de ruído para todo conjunto.

$$F = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_1} + \frac{(F_3 - 1)}{G_1 \cdot G_2} + \dots + \frac{(F_n - 1)}{G_1 \cdot \dots \cdot G_{n-1}} \quad (III.11)$$

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 \cdot G_2} + \dots + \frac{T_{en}}{G_1 \cdot \dots \cdot G_{n-1}} \quad (III.12)$$

Como por definição a atenuação é o inverso do ganho, pode-se analisar estruturas híbridas com amplificadores e atenuadores, como apresentado na Figura (III.3) e nas equações (III.13) e (III.14).

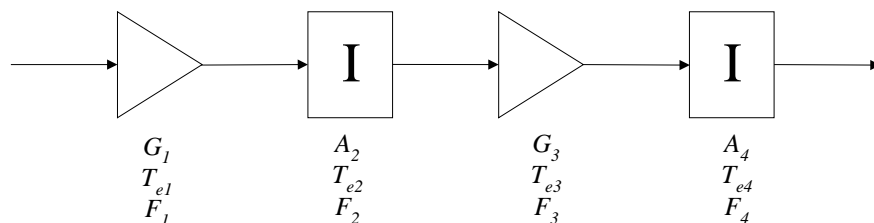


Figura III.3. Associação Híbrida de amplificadores e atenuadores.

$$F = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_1} + \frac{(F_3 - 1)}{G_1} \cdot A_2 + \frac{(F_4 - 1)}{G_1 \cdot G_3} \cdot A_2 \quad (\text{III.13})$$

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1} \cdot A_2 + \frac{T_{e4}}{G_1 \cdot G_3} \cdot A_2 \quad (\text{III.14})$$

III.2. Fator de mérito para estações de recepção (G/T)

Para as estações de recepção via satélite, a relação (G/T) mostra o quanto é eficiente a estrutura de recepção, pois quanto mais elevados forem os valores desta relação, melhores serão os resultados de desempenho dos enlaces de descida.

Para encontrar esta relação, leva-se em consideração a temperatura equivalente de ruído de toda a estrutura e o ganho da antena. A Figura (III.4) apresenta uma estação de recepção, através da qual pode-se visualizar como obter a relação (G/T)³.

A temperatura equivalente da estação terrena deverá levar em consideração os seguintes valores parciais:

- Temperatura de Ruído da Antena;
- Temperatura de Ruído do Iluminador;
- Temperatura de Ruído do *LNA* ou *LNB*;
- Temperatura de Ruído do Cabo entre o *LNA* ou *LNB* e os equipamentos de Recepção.

$$T_e = T_{e-ANT} + T_{e-ILUM} + T_{e-AMP} \cdot A_{ILUM} + \frac{T_{e-CABO1}}{G_{AMP}} \cdot A_{ILUM} \quad (\text{III.15})$$

onde T_{e-ANT} é a temperatura equivalente de ruído da antena [K], T_{e-ILUM} é a temperatura equivalente de ruído do iluminador [K], T_{e-AMP} é a temperatura equivalente de ruído do LNA ou LNB [K], $T_{e-CABO1}$ é a temperatura equivalente de ruído do Cabo 1 [K], A_{ILUM} atenuação oferecida pelo iluminador e G_{AMP} é o ganho do LNA ou LNB .

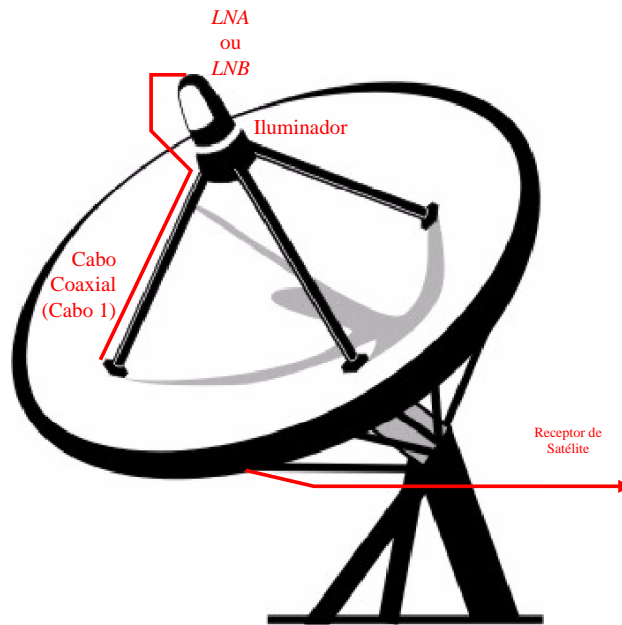


Figura III.4. Estação básica de recepção de sinais via satélite.

Referências Bibliográficas

-
- ¹ Ha, Tri Ti . *Digital Satellite Communications*. Macmillan Publishing Comp., 1986.
 - ² Maral, G.; Bousquet, M., *Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology*, 4th Ed.. John Wiley & Sons Inc, 2002.
 - ³ Marins, C. N. M. *Notas de Aula de E703-B*. Curso de graduação em Engenharia Elétrica - INATEL, 2002.