



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE MICROONDA E ÓPTICA
DMO – FEEC - UNICAMP

**DOS PARÂMETROS DE DEGRADAÇÃO
DO CANAL DE RETORNO
EM REDES HÍBRIDAS FIBRA/COAXIAL (HFC) INTERATIVAS**

Por:

Edgar Antônio Costa Mattarredona

Orientador:

Prof. Dr. Evandro Conforti - Unicamp

Co-orientador:

Prof. Dr. Cláudio Ribeiro Lima - Unicamp

Banca examinadora:

Prof. Dr. Rui F. Souza - Unicamp

Prof. Dr. Aldario C. Bordonalli - Unicamp

Prof. Dr. João Roberto Amazonas - USP

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas, como parte dos pré-requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Eletrônica e Comunicações

Maio/2001

RESUMO

Esta tese descreve a caracterização do canal de retorno implementado em rede Híbrida Fibra/Coaxial (HFC) interativa, considerada como uma alternativa para o acesso a faixa larga, na transmissão de serviços multimídia. A atenção principal está centralizada na configuração dos parâmetros que podem degradar esse canal, quando das transmissões digitais utilizando o dispositivo denominado cabo modem. Descreve ainda, um ambiente de simulação - **Simulador MODEM QPSK**, que é um aplicativo para análise das condições apresentadas pelas redes coaxiais de acesso (*drop* de assinante), considerado como o seguimento de rede mais crítico de uma planta HFC típica. O objetivo do desenvolvimento desse Simulador, é o de proporcionar um recurso computacional auxiliar que permita a comprovação da eficiência da técnica de modulação QPSK – *Quadrature Phase Shift Keying*, na transmissão de sinais digitais pelo canal de retorno. O Simulador foi desenvolvido no Programa PSpice, utilizando a biblioteca de componentes discretos e os recursos de análises gráficas fornecidos pelo programa.

ABSTRACT

This thesis describes the characterization of the return channel implemented in Hybrid network Fibra/Coaxial (HFC) Interactive considered as an alternative for the access the wide band, in the transmission of services multimedia. The main attention is centered in the pattern of the parameters that can degrade this channel, when of the digital transmissions using the called device cable modem. It still describes, a simulation environment – Simulator MODEM QPSK, that is a applicatory one for analysis of the conditions presented for the coaxial networks of access (drop of subscriber), considered as the pursuing of more critical network of a typical plant HFC. The objective of the development of this Simulator is to provide a computational feature to assist that it allows the evidence of the efficiency of the technique of modulation QPSK - Quadrature Phase Shift Keying, in the transmission of digital signs for the return channel. The Simulator was developed in the PSpice Program, using the library of discrete components and the features of graphical analyses supplied by the program.

“O homem vitorioso é aquele que busca as oportunidades que o fariam triunfar, mas se não as encontrar, deverá então criá-las.”

Autor desconhecido.

À minha família, que sempre me apoiou em
todas as minhas iniciativas.

Este trabalho é para Leonara, Lisiane, Viviane, Antônio, Almira, Alexandre, Alcides, Everton, Fabiana, Roberto, Kika, Rui, Hugo, Aldário, Evandro e Cláudio que colaboraram com a realização deste, incentivando-me.

Sumário

LISTA DE FIGURAS.....	xi
LISTA DE TABELAS.....	xiv
Capítulo 1	
Introdução.....	1
1.1 Levantamento de objetivos e métodos	1
1.2 Delimitação do trabalho	2
1.3 Descrição dos capítulos	3
Capítulo 2	
Interatividade em Redes Híbridas Fibra/Coaxial – HFC	5
2.1 Sistemas de faixa larga	5
2.2 As redes HFC	6
2.3 Necessidade em prover o canal de retorno	6
2.4 Perspectivas de mercado do canal de retorno	7
2.5 O potencial de receita das redes interativas	9
2.5.1 Serviço de pague-para-ver (<i>pay-per-view</i>)	10
2.5.2 Serviço de vídeo navegador	10
2.5.3 Serviço de vídeo-games	11
2.5.4 Serviço por cabo modem	11
2.5.5 Serviço de telefonia	13
2.5.6 Exemplo de cálculo de receita	14
2.5.7 Resumo dos serviços previstos	14

Capítulo 3

Sistemas de Redes Híbridas Fibra/Coaxial – HFC	15
3.1 A Evolução das arquiteturas das redes de CATV	15
3.1.1 Comparação entre as arquiteturas árvore-e-ramo e HFC	18
3.2 Implementação da interatividade pela rede HFC	19
3.3 Formação do sistema HFC	21
3.3.1 O equipamento central (<i>headend</i>)	22
3.3.2 Rede tronco de fibra óptica	24
3.3.3 Rede de distribuição coaxial	25
3.3.4 Alimentação dos equipamentos de linha	27
3.3.5 Rede de cabo de serviço	27
3.3.6 Conversor <i>set top box</i>	28
3.3.7 Cabo modem	29
3.3.8 Comparação entre o cabo modem e o modem telefônico	30
3.3.9 Composição do cabo modem	31
3.3.10 Tipos de modulação empregados pelos cabo-modems	32

Capítulo 4

Parâmetros de Degradação do Canal de Retorno	35
4.1 Problemas com a transmissão pelo canal de retorno	35
4.2 Fontes de ruídos e interferências	35
4.2.1 Ruído de rede	36
4.2.2 Ruído do equipamento	38
4.2.3 Ruído no enlace de fibra óptica	38
4.2.4 Ruído de ingresso	38
4.2.5 Ruído impulsivo	40
4.3 Pontos vulneráveis da rede HFC	40
4.3.1 Descrição do trecho crítico	41
4.4 Viabilizando o canal de retorno	42

Capítulo 5

Transmissão Digital pelo Canal de Retorno	43
5.1 Transmissão digital	43
5.2 Esquemas de modulação	43
5.3 Modulação do canal direto	44
5.4 Modulação do canal de retorno	46
5.4.1 Técnica 2-PSK	46
5.4.2 Técnica QPSK	49
5.5 Comparação de desempenho	55
5.5.1 Eficiência de espectro (bits por segundo por hertz)	55
5.5.2 Energia do sinal (bit)	55
5.6 Avaliação da taxa de erro	58

Capítulo 6

Implementação Simulada do Modem QPSK	61
6.1 Vantagens da simulação	61
6.2 O simulador MODEM QPSK	61
6.3 Metodologia de implementação	62
6.4 Recursos computacionais empregados	63
6.5 Implementação do MODEM QPSK	63
6.6 Etapa moduladora QPSK	64
6.6.1 Circuito separador de pulsos	65
6.6.2 Circuito conversor de nível	70
6.6.3 Circuito de pré-filtragem	75
6.6.4 Circuito equalizador de atraso de grupo	77
6.6.5 Circuito atenuador	77
6.6.6 Circuito oscilador local	80
6.6.7 Circuito defasador de portadora	82
6.6.8 Circuito modulador 2-PSK	83
6.6.8.1 Modelo teórico	83

6.6.8.2 Modelo implementado	86
6.6.9 Circuito somador.....	89
6.7 Etapa demoduladora QPSK	91
6.7.1 Circuito multiplicador	92
6.7.2 Circuito isolador e de filtragem	94
6.7.3 Circuito comparador regenerativo	96
6.8 Etapa da rede de acesso	97
6.9 Simulação com presença de ruído de ingresso	98
6.9.1 Testes realizados	99
Capítulo 7	
Conclusões	101
7.1 Avaliação dos resultados obtidos	102
7.2 Sugestões para trabalhos futuros	103
Referências Bibliográficas	105
ANEXO I	107
ANEXO II	108
Apêndice A	109

Lista de Figuras

1	Sistema árvore-e-ramo (<i>tree-and-branch</i>)	16
2	Sistema HFC	17
3	Alocação de freqüências do espectro de CATV.....	19
4	Diagrama em bloco de um amplificador de linha	20
5	Curva de resposta do circuito diplexador	21
6	Terminologia HFC	22
7	Diagrama em bloco do nó fibra/coaxial.....	25
8	Diagrama em bloco de um derivador com 4 portas (20 dB)	26
9	Composição do cabo coaxial	28
10	Arquitetura de hardware de um conversor simples	29
11	Exemplo de um cabo modem banda larga	32
12	Afunilamento do ruído de ingresso.....	36
13	Segmento crítico da rede HFC	41
14	Diagrama em bloco de uma comunicação digital	43
15	Transmissor 16-QAM.....	44
16	Sinal modulado QAM	45
17	Receptor 16-QAM.....	45
18	Curvas comparativas de diferentes técnicas de modulação	47
19	Planos dos estados de fase de um sinal 2-PSK	48
20	Geração do sinal 2-PSK	48
21	Demodulação sincronizada do sinal 2-PSK	49
22	Transmissor QPSK.....	51
23	Relação entre o fluxo de dados e os canais I e Q	52
24	Relação vetorial na saída dos moduladores balanceados I e Q	53
25	Soma vetorial dos canais I e Q.....	53

26	Receptor QPSK.....	54
27	Diagrama de estado para transmissão QPSK.....	56
28	Diagrama de estado QPSK.....	57
29	Constelação 16-QAM.....	57
30	Diagrama da plataforma de testes.....	62
31	Diagrama em blocos da etapa moduladora QPSK	64
32	Biblioteca das fontes de sinais	66
33	Fontes digitais dos canais A e B	66
34	Forma de onda do tipo “pulso”	67
35	Configuração da fonte de sinais digitais do canal A.....	67
36	Sinal digital de dados que acessa o canal A.....	68
37	Configuração da fonte de sinais digitais do canal B.....	69
38	Sinal digital de dados que acessa o canal B.....	69
39	Tratamento do sinal digital pelo circuito conversor	70
40	Esquema do circuito conversor de nível.....	71
41	Biblioteca da fonte de alimentação.....	72
42	Fonte Vcc (Va e Vb)	72
43	Configuração da fonte Va	73
44	Configuração da fonte Vb	73
45	Sinais de entrada e saída do circuito conversor – canal A	74
46	Sinais de entrada e saída do canal B	74
47	Filtro passa-baixas adotado.....	75
48	Sinais de saída dos circuitos de pré-filtragem	76
49	Circuito equalizador.....	77
50	Circuito atenuador T simétrico.....	78
51	Formas de onda nas saídas dos atenuadores	79
52	Espectro dos sinais que irão acessar os moduladores 2-PSK	80
53	Biblioteca da fonte de RF.....	81
54	Esquemático da fonte de RF.....	81
55	Configuração da fonte do sinal portador.....	82

56	Fonte de sinal portador de 22 MHz com atraso de fase em 90°	82
57	Forma de onda dos sinais portadores dos Canais A e B.....	83
58	Modulador 2-PSK para um pulso positivo na entrada de pulsos	84
59	Modulador 2-PSK para um pulso negativo na entrada de pulsos	85
60	Esquemático do circuito modulador 2-PSK implementado	86
61	Formas de onda na saída dos moduladores 2-PSK.....	88
62	Comprovação do balanceamento dos moduladores	89
63	Circuito somador QPSK	90
64	Sinal QPSK obtido na saída do circuito somador.....	91
65	Diagrama em blocos da etapa demoduladora QPSK coerente	92
66	Circuito multiplicador - canal A	93
67	Sinais nas saídas dos circuitos multiplicadores	94
68	Circuito de filtragem passa-baixas.....	95
69	Sinais nas saídas dos filtros	95
70	Circuito regenerador – canal A	96
71	Sinais regenerados dos canais A e B	97
72	Janela de escolha do cabo coaxial.....	98
73	Trecho de cabo coaxial simulado.....	98
74	Ruído de ingresso induzido por motor elétrico	99
75	Sinal digital recebido com a presença de ruído de ingresso	100
76	Diagrama esquemático da estrutura interna de um arquivo Pspice ...	110
77	Tela de apresentação do Módulo Schematics.....	113
78	Tela de apresentação do Módulo Probe.....	113
79	Tela de apresentação do Módulo PSpice.....	114

LISTA DE TABELAS

1	Projeção de receita para os novos serviços HFC	10
2	Principais serviços previstos pelas redes HFC	14
3	Características típicas dos cabos coaxiais de serviço	28
4	Taxa de transferência de um arquivo de 10 Mbytes	30
5	Comparação entre as características de transmissão de dados	31
6	Carta de frequências de fontes interferentes ao canal de retorno	39
7	Frequências de rádio amador que afetam o canal de retorno	39
8	Código Gray para QPSK	50
9	Comparação de desempenho das principais técnicas de modulação	59
10	Parâmetros da fonte de pulsos	67
11	Parâmetros da fonte senoidal	81

Capítulo 1

Introdução

As redes Híbridas Fibra/Coaxial (HFC) são consideradas pelas empresas operadoras de sistemas de TV a Cabo, mais comumente conhecidas como operadoras de CATV (*Community Antenna Television ou Cable Television*), como sendo uma boa alternativa ao acesso de faixa larga a ser implementado em curto prazo, para a transmissão dos serviços de multimídia interativos. Essas redes são projetadas baseadas numa arquitetura híbrida que envolve uma rede de transporte, usando fibras ópticas, e uma rede de distribuição, usando cabos coaxiais. Essa última está dividida em rede de distribuição externa e rede de distribuição de assinante.

O transporte de sinais de dados como, por exemplo, o acesso à Internet em alta velocidade utilizando a tecnologia do cabo modem¹ - *cable modem*[1] - é a aplicação de maior potencial para essas redes.

Embora as redes HFC estejam prestes a serem implementadas, esse assunto vem despertando muito interesse. Existe ainda uma série de situações operacionais que motivam as operadoras de CATV a continuar a pesquisa e o desenvolvimento dessa tecnologia.

Em 1996, quando foram iniciados os estudos sobre a tecnologia HFC, nas dependências do Departamento de Microonda e Óptica da Unicamp, tínhamos ciência da originalidade desse assunto no meio acadêmico. Ainda hoje, essa tecnologia é pouco pesquisada pelas universidades brasileiras. Dessa forma, acreditamos que a ênfase desenvolvida durante este trabalho possa colaborar com os projetistas e operadores desse novo sistema de acesso.

1.1 Levantamento de objetivos e métodos

Apesar de utilizar uma tecnologia avançada, os procedimentos para se habilitar uma rede HFC para a comunicação bidirecional de dados, ainda hoje não são

¹ O cabo modem é um dispositivo que permite a conexão do computador com a Internet através da rede de TV a Cabo.

tão simples. O principal problema está na implementação do canal de retorno utilizado para encaminhar os sinais oriundos dos equipamentos de assinantes até os equipamentos da central de distribuição.

Esse canal opera na faixa de frequências, entre 5 e 42 MHz, considerada muito vulnerável à presença de ruídos externos ao sistema. No Capítulo 4, esses ruídos estarão especificados.

Itens como arquitetura de sistema, tecnologia de equipamento e qualidade de instalação, são pontos fundamentais a serem considerados na avaliação da utilização do canal de retorno como meio de transmissão seguro para os sinais digitais.

O desenvolvimento e a avaliação de desempenho desses itens exigem, a execução de tarefas complexas e trabalhosas. Para auxiliar na execução dessas tarefas, algumas soluções podem ser empregadas, entre as quais se destacam a experimentação eletrônica utilizando componentes reais e a simulação computacional utilizando programas de computadores específicos.

Em geral, algumas soluções experimentais possuem custos elevados e algumas vezes utilizam técnicas restritas. Entretanto, o uso de ferramentas de simulação constitui uma solução bastante flexível e relativamente barata.

1.2 Delimitação do trabalho

Para desenvolver uma série de situações previstas, este trabalho caracteriza dois aspectos principais:

- a) identificar a composição básica de uma rede HFC, apresentando as principais dificuldades para a utilização do canal de retorno;
- b) apresentar o projeto e a implementação de uma ferramenta de testes para ambientes de redes HFC, identificada como "Simulador MODEM QPSK".

Para delimitar objetivamente o assunto, esses aspectos referidos serão fundamentados na seguinte premissa:

- focar apenas o sinal de retorno que se encontra na faixa de frequência de 5 a 42 MHz, ignorando os sinais analógicos e digitais que se encontram acima dessa faixa;

- desconsiderar a idéia de se empregar o potencial do canal de retorno compartilhando a faixa de frequências previstas para o canal direto² (52 a 750 MHz);
- garantir que através do canal de retorno sejam transportados apenas sinais digitais.

1.3 Descrição dos capítulos.

O Capítulo 2, descreve o mercado da interatividade na rede Híbrida Fibra/Coaxial – HFC, identificando que, embora a bidirecionalidade nas comunicações por redes de CATV não seja uma novidade, a moderna tecnologia que vem sendo empregada nas redes híbridas poderá proporcionar um incremento na quantidade de redes instaladas e na disponibilidade de novos serviços. Além disso, neste capítulo são apresentadas as perspectivas de mercado e o potencial de receita dos serviços disponíveis e planejados para essas redes interativas.

O Capítulo 3 descreve os elementos básicos da interatividade projetada para os sistemas a cabo, localizando os principais equipamentos que formam essa planta de rede. Será dada ênfase à rede híbrida fibra/coaxial projetada para atuar como arquitetura de transporte para os sinais distribuídos pelas operadoras de TV a Cabo.

No Capítulo 4 apresentam-se os parâmetros que definem as condições do canal de retorno utilizados em redes HFC, identificando as características do ruído de ingresso que é incorporado à rede através do cabo coaxial de assinante.

O Capítulo 5 identifica as técnicas de modulação empregadas para a transmissão digital pelos canais ascendentes (*upstream*) e descendentes (*downstream*) previstos nas redes HFC. Descreve ainda, detalhadamente, os módulos: transmissor e receptor, para um esquema de modulação QPSK que será aproveitado para formar o simulador proposto.

O Capítulo 6 apresenta o projeto dos circuitos elétricos utilizados pelo Simulador MODEM QPSK, identificando as seguintes etapas: moduladora, demoduladora, rede coaxial e fonte de ruído. Com a implementação do MODEM QPSK, serão realizados testes de transmissão digital pelo canal de retorno com e sem a

² Canal direto ou canal descendente é o meio utilizado para encaminhar o sinal de CATV do equipamento central até os assinantes.

presença de ruído. Os resultados desses testes serão apresentados no transcorrer do capítulo.

Finalmente, o Capítulo 7 apresenta as discussões e conclusões finais do trabalho, identificando a importância de se criar plataformas alternativas de testes para o desenvolvimento de situações reais, empregando para isso os recursos disponíveis pela informática. Incluí-se ainda, nesse capítulo, as sugestões para a futura continuação deste trabalho.

Capítulo 2

Interatividade em Rede Híbrida Fibra/Coaxial - HFC

2.1 Sistemas de faixa larga

As telecomunicações e a informática desempenharão papéis fundamentais na nova revolução do conhecimento humano que surge neste final de século. Novos conceitos de sistemas e serviços serão gradativamente consolidados ao longo dos anos. Nesse sentido, a maioria das operadoras de telefonia considera as Redes de Faixa Larga (RFL) como sendo o principal conceito para atender as demandas provenientes dos novos serviços.

Para habilitar essa tecnologia de transmissão é necessário que as empresas que exploram esse serviço, façam uso de uma quantidade cada vez maior de segmentos de redes constituídos de fibras ópticas. Esse meio de transporte de sinais é quase ilimitado, podendo trafegar todo um volume de informações geradas pela sociedade moderna.

Atualmente, os sistemas de fibras ópticas são utilizados em ligações transoceânicas, interurbanas e locais. Como estágios dessa evolução, esses sistemas estão presentes nas ligações entre centrais telefônicas, entre central telefônica e armários de distribuição e, futuramente, na conexão com o usuário final. Esse último é o estágio mais ambicioso no desenvolvimento de sistemas ópticos que compreende viabilizar a fibra óptica até a residência do assinante, concretizando, dessa forma, o estágio *Fiber-to-the-Home* (FTTH) ou Fibra-à-Residência.

A opticalização da rede de acesso deverá ser uma meta a ser alcançada num futuro próximo, quando as redes por fibras ópticas e os dispositivos optoeletrônicos atingirem uma economia de mercado a um custo razoável.

Enquanto esse custo-benefício para a opticalização total da rede de acesso não é obtido, as empresas têm adotado uma metodologia tecnológica baseada em passos intermediários, substituindo gradualmente os cabos metálicos existentes por cabos de fibras ópticas novos. Nesse sentido, desde o começo dos anos 90 as

operadoras de CATV vêm adotando uma configuração mista para o projeto de suas redes de distribuição de sinais, envolvendo uma composição de tecnologias de cabos coaxiais e cabos ópticos.

Essa configuração determina uma nova arquitetura para as redes de distribuição de sinais denominada de arquitetura Híbrida Fibra/Coaxial (HFC - *Híbrida Fibre/Coax*). Essa infra-estrutura de rede é considerada como a mais realista para a implantação dos serviços de faixa larga previstos. Para se ter uma idéia disso, observa-se que essas redes podem oferecer uma banda espectral de até 1GHz aos assinantes, o que é mais do que suficiente para o recebimento de diferentes tipos de serviços.

2.2 – As redes HFC

As clássicas redes de CATV se caracterizam pelo grande número de amplificadores ligados em cascata, utilizados nas redes-troncos do sistema de distribuição dos sinais gerados pelo equipamento central (*headend*¹). Esses amplificadores são necessários para atingir os usuários mais distantes, mas trazem conseqüências negativas.

O cascadeamento de amplificadores é o principal fator de degradação do sistema de TV a Cabo constituído puramente por redes coaxiais. Essa degradação atinge particularmente os sinais de vídeo que chegam aos televisores dos assinantes. Contudo, com o advento das redes HFC, a tecnologia de sistemas de faixa larga evoluiu bastante, devido à diminuição substancial dos trechos de cabos coaxiais por cabos ópticos, determinando, dessa forma, um grande impulso no desenvolvimento de componentes e arquiteturas que diminuirão gradativamente as dificuldades operacionais encontradas pelas operadoras de CATV. No Capítulo 4, esses aspectos serão abordados.

2.3 Necessidade em prover o canal de retorno

Atualmente, a maior fonte de receitas das operadoras de TV a Cabo provém do envio de sinais de vídeo pelo canal direto. Embora favorecidas com o crescimento dos serviços tradicionais, essas operadoras sofrem com a ameaça da concorrência das

¹ *Headend* – estação geradora e distribuidora de sinais de TV a Cabo.

empresas de telefonia e, também, de outros fornecedores de serviços via microondas (terrestre ou por satélite). Por esse motivo elas necessitam adicionar novos serviços que possam incrementar suas receitas operacionais. Para isso, é necessário adequar o atual “universo unidirecional” para um “universo bidirecional” em todos os acessos previstos. Nesse sentido, as operadoras de CATV vêm investindo fortemente na disposição de recursos que possibilitem aos assinantes interagirem na programação a partir de suas residências escolhendo o que desejam receber.

Com a implementação do canal de retorno essa interação será possível, pois nesse sistema todos os sinais gerados na residência do assinante podem ser enviados diretamente ao equipamento central da operadora de CATV.

Sob o aspecto econômico, a implantação do canal de retorno irá viabilizar a receita de muitas operadoras de CATV, mas, para que isso se concretize, deverão destinar altos investimentos para a modernização da infra-estrutura de suas redes de acesso. Para equilibrar esses investimentos as operadoras deverão expandir harmoniosamente o crescimento da planta de rede de acordo com a expansão dos novos serviços projetados.

2.4 Perspectivas de mercado do canal de retorno

Pode-se admitir que o futuro das operadoras de CATV [3], depende diretamente da exploração da capacidade de transmissão de sinais de faixa larga através do canal de retorno. A justificativa para isso pode ser obtida pelo seguinte raciocínio:

- a) A oferta dos serviços de vídeo analógicos, básicos e especiais, não tem sido devidamente incrementada, devido ao fato das operadoras estarem, há muitos anos, investindo na ampliação da planta de redes em muitas localidades em todo o país. Com isso, outros sistemas competitivos de distribuição, que oferecem serviços similares previstos pelo canal de retorno, estão emergindo com muita rapidez, pondo em risco o mercado interativo das operadoras de CATV.
- b) Para o fortalecimento do mercado de CATV, as operadoras necessitam viabilizar o mais rápido possível a distribuição de sinais de melhor

qualidade, tal como o serviço de vídeo digital. Dessa forma poderão competir com outras opções tecnológicas disponíveis no mercado, como por exemplo, os sistemas MMDS² e DBS³.

- c) A maior vantagem do sistema HFC em relação aos sistemas concorrentes de distribuição de sinais está na sua capacidade de disponibilizar uma banda larga bidirecional canalizada entre o equipamento central e a residência do assinante. Inúmeras aplicações HFC previstas necessitarão dessa banda larga bidirecional. Com isso, as operadoras de CATV poderão contar com um potencial capaz de atender a toda a demanda de serviços interativos.

Muitos operadores de CATV seguem essa linha de raciocínio, mas reconhecem que outros pontos de vista diferentes podem também ser considerados. O que importa é estar atento para analisar corretamente o comportamento do mercado, principalmente nas seguintes situações:

- a) Mesmo que o fornecimento do potencial da Internet esteja garantido a uma grande faixa de usuários, esses necessitam de um melhor acesso para a transferência de arquivos que requeiram alta velocidade. Para esse tipo de transporte é necessário utilizar um acesso de faixa larga bidirecional.
- b) Quem pensa que a transferência de dados seja estabelecida prioritariamente de forma unidirecional – sempre a partir do servidor em direção às residências – ignora o crescente número de projetistas, escritores e engenheiros que trabalham em suas residências. Esses profissionais transferem grandes quantidades de arquivos pesados como CAD e outras tarefas de escritórios. Para isso, necessitam de meios mais versáteis do que os disponíveis atualmente.
- c) A comunicação com interação em tempo real, como por exemplo jogos interativos entre um usuário e outras pessoas, todos localizados no

² MMDS - *Multichannel Multipoint Distribution Service*, serviço de distribuição por microondas terrestre. Caracteriza-se pela distribuição *broadcasting* multicanal de sinais de TV através de portadoras de microondas.

³ DBS- *Direct Broadcast Satellite*, distribuição via retransmissão de microondas de satélite. É um sistema de distribuição de sinais de tv por satélite, atendendo, principalmente, as áreas rurais e regiões não atendidas por cabo.

conforto e conveniência de suas residências, trazem novas possibilidades e atrações aos assinantes. Para isso, ser possível é necessário existir uma conectividade local que tenha faixa larga e seja bidirecional.

- d) A interatividade do acesso é fundamental, também, para que os navegadores possam ativar opções de programação além das disponíveis pelas operadoras, acessando dessa forma os canais de vídeo digital mais convidativos.
- e) Por último, para incrementar a excelência de incumbências dos serviços projetados, mais um grande lançamento está previsto: o serviço telefônico por cabo de CATV. Esse serviço pode ser classificado como um “Serviço de Comunicação Pessoal” (*Personal Communications Services - PCS*), e é um tipo de comunicação telefônica sem fio oferecido com uma qualidade superior a qualquer linha telefônica fixa ou celular atualmente disponível, utilizando a capacidade das modernas plantas HFC como redes de entroncamento entre as centrais PCS.

De qualquer maneira, ainda há um caminho longo a ser percorrido pelas operadoras de TV a Cabo até tornar realidade todas essas facilidades previstas.

2.5 O potencial de receita das redes interativas

As características operacionais de faixa larga proporcionada pelas redes híbridas HFC permitem a transmissão de sinais de voz, dados e imagem, atingindo a maioria da demanda dos serviços de telecomunicações. Essa capacidade de dispor de uma faixa de transmissão maior vem ao encontro das reivindicações dos assinantes que têm necessidades profissionais e/ou de lazer. Com isso novas fontes de receitas [3] obtidas pelos serviços interativos começam a ser consideradas pelas operadoras de TV a Cabo. Mas, apesar disso, a implementação do canal de retorno exigirá um volume substancial de investimento. Nesse ponto, surge por parte das operadoras o seguinte questionamento: quanta receita poderá gerar esse novo sistema interativo?

A renda proveniente desses serviços pode ser calculada sob diversos ângulos. Uma receita estimada está resumida na TABELA 1 [3], que prevê: tipo de

serviço, receita mensal, taxa de retorno e receita anual de cada projeto.

Serviço		Receita mensal por assinante (dólar/mês)	Taxa de Retorno (%)	Receita anual por 100.000 assinantes (US\$MM/ano)
Conversor	PPV – Pague-para-Ver	15,00	60	10,8
Endereçoador	Vídeo Navegador	1,00	75	0,9
Jogos	Interativos	5,00	20	1,2
Cabo-modem	Acesso Internet	10,00	25	3,0
	Telecomunicações	60,00	10	7,2
Telefonia	Tronco PCS	5,00	20	1,2
	Cabo-fone	30,00	5	1,8

TABELA 1. Projeção de receita para os novos serviços HFC.

Devido às variações cambiais que ocorrem no mercado monetário brasileiro, os valores e exemplos aqui ilustrados estão apresentados com o valor referencial na moeda norte-americana (dólar). Os métodos para estimar as receitas, previstas na TABELA 1, estão delineados nas discussões apresentadas pelos itens que se seguem.

2.5.1 Serviço do pague-para-ver (*pay-per-view*)[3]

Uma via de retorno, proporcionada pelo equipamento conversor⁴ (*set-top-box*), permite que os assinantes possam escolher de suas residências os programas pague-para-ver ofertados. O sinal de “retorno” do assinante pode ser enviado através da linha telefônica residencial, mas a facilidade do canal de retorno é o caminho lógico mais adequado para isso acontecer. A receita por assinante estimada para esse tipo de serviço está baseada numa média de três seleções de PPV por mês, a um custo de US\$ 5,00 cada.

2.5.2 Serviço de vídeo navegador

Quando houver o aumento no número de canais de vídeo disponíveis, também será necessário viabilizar a bidirecionalidade a um Guia de Programa Interativo – *Interactive Program Guide* (IPG). A proliferação desse serviço está prevista para ocorrer quando as transmissões digitais pela rede HFC se tornarem mais

⁴ O equipamento conversor serve como interface entre o aparelho de TV do assinante e a rede de CATV.

predominantes. A compressão digital desse serviço poderá permitir que uma dúzia de canais de entretenimento possa utilizar a mesma largura de banda do canal de vídeo padrão (6 MHz). Os IPGs farão isso facilmente, permitindo aos telespectadores selecionarem os melhores programas por categoria, elenco de artistas e datas, de acordo com as suas preferências.

A receita para um serviço IPG está estimada em apenas US\$ 1,00 por mês, mas com uma alta taxa de atratividade por assinante.

2.5.3 Serviço de vídeo-games

A ilimitada capacidade de transferência de serviços de vídeo-games, tal como o Canal Sega, já está avaliada para uma assinatura de taxa mensal na ordem de US\$ 15,00. Tal serviço – que não requer um canal de retorno ativo – fornecerá os últimos lançamentos em jogos para serem praticados em casa. Como envolve software e hardware, é fácil prever-se que esse serviço permitirá que amigos ou parentes possam jogar entre si, ou, até mesmo, proporcionar a ocorrência de eventos esportivos interligando muitas residências de localidades distantes.

A receita mensal desse serviço está estimada em US\$ 20,00 por assinante, o que é um ganho significativo para o serviço atualmente disponível. Porém haverá uma limitação no quanto a mais uma família estará disposta a gastar pelo uso de serviços básicos. Com um valor de US\$ 20,00 por mês a opção por esse serviço poderá chegar até 20% das famílias que são assinantes.

2.5.4 Serviço por cabo modem

Está estimado que milhões de residências em todo o mundo acessam a Internet via computador pessoal (PC). Atualmente, devido a esse sinal ser transportado sobre linhas telefônicas de pares trançados, existe uma limitação - em algumas dezenas de quilobites por segundo, na taxa de transmissão desse serviço. Com a utilização do equipamento cabo modem em redes HFC, essa taxa subirá para níveis de até megabites por segundo em cada direção de transmissão.

A alta velocidade proporcionada e a eliminação da necessidade de dispor de linhas telefônicas extras ou, ainda, evitar a disputa familiar sobre o uso de uma mesma

linha, deverá induzir a maioria das famílias a optar pelo acesso HFC.

A tecnologia de cabo modem difere totalmente do sistema de acesso utilizado pela base telefônica, podendo ser “*on-line*” por grandes períodos de tempo sem congestionar a capacidade do sistema. Por causa disso, a rede HFC torna-se um meio de transporte que funciona melhor do que uma conexão comutada.

Com o acesso à Internet utilizando elevadas taxas de transmissão bem superiores às atuais, espera-se que essa demanda impulsione o mercado no sentido de baixar os custos dos cabos modems e demais equipamentos da rede HFC.

A TABELA 1 apresenta uma previsão de incremento de receita por esse serviço de apenas de US\$ 10,00 por mês, causado pelo aumento da capacidade que um modem bidirecional proporciona. Admite-se que esse serviço poderá assumir até 25% das residências dos assinantes de TV a Cabo.

O grande concorrente do cabo modem é a tecnologia DSL (*Digital Subscriber Line*) - Linha Digital do Assinante, que utilizam as redes de pares telefônicos das operadoras de telefonia fixa. Ambos sistemas, compartilham as faixas dos sinais de dados com os sinais de seus serviços convencionais, respectivamente, sinais de TV no cabo modem e sinais de voz no DSL.

Na comparação de desempenho, os que defendem a tecnologia DSL argumentam que, como o usuário de cabo modem compartilha sua faixa disponível com os demais usuários de sua vizinhança, isto trará problemas de velocidade de acesso. Enquanto isso, o serviço do DSL oferece uma conexão dedicada sobre a própria linha de telefone do usuário.

Em relação à largura de faixa, o cabo modem é superior: À exceção do sistema de fibra óptica, não há nenhuma maneira mais rápida emitir um fluxo de dados de uma local para outro. O fato de se prever congestionamento devido ao compartilhamento de banda, só é verdadeiro se o sistema de cabo modem estiver mal dimensionado. Mas, se em algum ponto o cabo modem alcançar a saturação, pode-se, então, reduzir o congestionamento dividindo-se o segmento da rede ao meio e instalando-se um outro roteador.

Teoricamente, o sistema DSL tem condições de entregar de 600 Kbps a 7 Mbps. Esta variação ocorre, principalmente, em função da qualidade dos pares

metálicos disponíveis na planta das operadoras de telefonia. Aqui no Brasil, as condições dessas redes são muito variáveis, dependem muito da operadora e, dentro de uma mesma empresa, pode haver variações de acordo com a região geográfica atendida, assim como, pela “idade” da planta de rede instalada. Desta forma, as velocidades conseguidas na prática, têm ficado em torno da metade da velocidade disponibilizada por um cabo modem.

Em relação aos valores financeiros, os custos mensais dos serviços de cabo modem, têm sido menores do que o modem DSL, justamente devido ao compartilhamento previsto pelo cabo modem.

Em síntese, ambas as tecnologias têm seus méritos e devem, ainda, aprofundarem os investimentos que consigam aperfeiçoar seus sistemas.

2.5.5 Serviço de telefonia

O serviço de telefonia é outro grande filão do mercado de telecomunicações que pode também prometer muito e tem provocado bastante polêmica entre as operadoras de CATV e as operadoras de telefonia. A possibilidade de se oferecer serviços telefônicos via redes de cabos híbridos é algo que tem deixado as telefônicas bastante preocupadas, estimulando-as a também investir nos sistemas de faixa larga. Esses serviços serão bastante difundidos a partir do momento que a comunicação de dados via rede HFC venha a ser iniciada.

À medida que o setor de telecomunicações sofra uma contínua desregulamentação, aumentará gradativamente a competitividade para incrementar serviços alternativos aos já existentes e também para oferecer novos serviços que atraiam novos usuários.

Para as operadoras de TV a Cabo participarem desse mercado, existem dois caminhos:

- a) Como um competidor direto de uma empresa telefônica de acesso local;
- b) Como um fornecedor de meios de distribuição de sinais para uma empresa que provê Serviço de Comunicação Pessoal (PCS) sem fio, na mesma área de serviço da operadora de CATV. Com essa atração poderá estimular o operador de PCS a expandir sua área de cobertura.

A receita da telefonia a cabo poderá ser similar às taxas do telefone residencial atual, mas a taxa de penetração esperada está na ordem de 5%. A penetração do PCS poderá ser alta se ocorrerem ofertas num nível de atratividade conveniente.

A estimativa de receita para os troncos PCS está apresentada na TABELA 1 e inclui apenas a receita para o transporte de sinais até o provedor de serviço PCS, não incluindo o serviço de cabo telefônico.

2.5.6 Exemplo de cálculo de receita

Como exemplo de cálculo e utilizando as informações contidas na TABELA 1, um operador de TV a Cabo com 100.000 assinantes fornecendo conversores endereçados, jogos interativos, cabo modems e troncos PCS, poderá receber uma receita estimada em US\$ 24 milhões por ano para esses serviços adicionais, o que equivale a uma receita média, para cada uma das 100.000 famílias de assinantes, superior a US\$ 20,00 por mês.

2.5.7 Resumo dos serviços previstos

Além de prover uma capacidade desde 60 a 110 canais de vídeo-entretenimento, as possibilidades disponibilizadas pelas redes HFC pode ser resumido pelos serviços contidos na TABELA 2[2]:

SISTEMA	SERVIÇO
Transmissão de Dados	Internet de alta velocidade em PC - <i>Fast Internet</i> ; Internet de alta velocidade em TV - <i>Web TV</i> ; Compra em Casa – <i>Home-Shopping</i> ; Trabalho em Casa – <i>Home-Working</i> ; Banco em Casa – <i>Home-Banking</i> ; Vídeo Conferência; Jogos Interativos;
Serviço Endereçado Digital de TV Paga	<i>Pay Per View Digital - PPV</i>
Programa Digital de Rádio Difusão	<i>Broadcasting Digital Programm</i>
Vídeo Sob Demanda	<i>Video On Demand (VoD)</i>
Vídeo Entretenimento	
Teleducação	
Telefonia	

TABELA 2. Principais serviços previstos pelas redes HFC.

Capítulo 3

Sistemas de Redes Híbridas Fibra/Coaxial - HFC

3.1 A evolução das arquiteturas das redes de CATV

Desde o seu surgimento, em 1948, as redes de CATV evoluíram bastante em termos de novos serviços e novas arquiteturas. Tradicionalmente essas redes foram constituídas por sistemas coaxiais unidirecionais, operando apenas pelo canal direto na faixa de frequências de 54 a 550 MHz. Um grande impulso foi dado a partir do final dos anos 80 com a introdução gradual das redes de fibras ópticas operando com a modulação analógica. Isso foi motivado principalmente pelas limitações apresentadas pelas redes coaxiais, tais como, elevadas perdas de potência do sinal nos cabos e distorções causadas por ruídos nos amplificadores de RF.

O acréscimo cada vez maior no número de canais ofertados, somados ao aumento da quantidade e da distância dos assinantes em relação ao equipamento central, exigiam uma compensação das perdas que advinham dessa expansão. Com isso, as operadoras de CATV começaram a introduzir gradualmente segmentos de fibras ópticas diminuindo o percentual de cabos coaxiais e, conseqüentemente, o número de amplificadores de linha. Essa condição, além de diminuir as perdas de transmissão, também diminui a distorção e a presença de ruído no sinal de RF.

Inicialmente as fibras ópticas substituíram os supertrancos coaxiais, eliminando os amplificadores e os cabos coaxiais trancos que eram as principais fontes dos problemas que aconteciam nessa rede. Esse procedimento aumentou a confiabilidade e a qualidade da rede de CATV que passou a ser denominada de rede híbrida fibra/coaxial – HFC.

O uso de redes com fibras ópticas em ambas as direções transportando os sinais, direto e de retorno, está começando a ser implementado a partir de agora. Esse método de distribuição está baseado no uso de lasers semicondutores e fibras ópticas monomodo transportando sinais de CATV de forma analógica, demonstrando ao mundo os benefícios das fibras ópticas com a tecnologia “Fibra AM”. Esse sistema de

arquitetura é totalmente novo e traz muitos benefícios para a planta de redes das operadoras de TV a Cabo. Fundamentalmente, essa arquitetura produz grandes possibilidades para os projetos de serviços interativos, podendo atender a bairros específicos ou algumas residências individualmente. Essa possibilidade é um exemplo que demonstra os motivos pelos quais a estrutura HFC vem substituindo a tradicional arquitetura “árvore-e-ramo” - *tree-and-branch* [6].

A FIG. 1 ilustra essa arquitetura que tem como característica essencial à conexão e reunião de todos os assinantes da rede num único grande grupo.

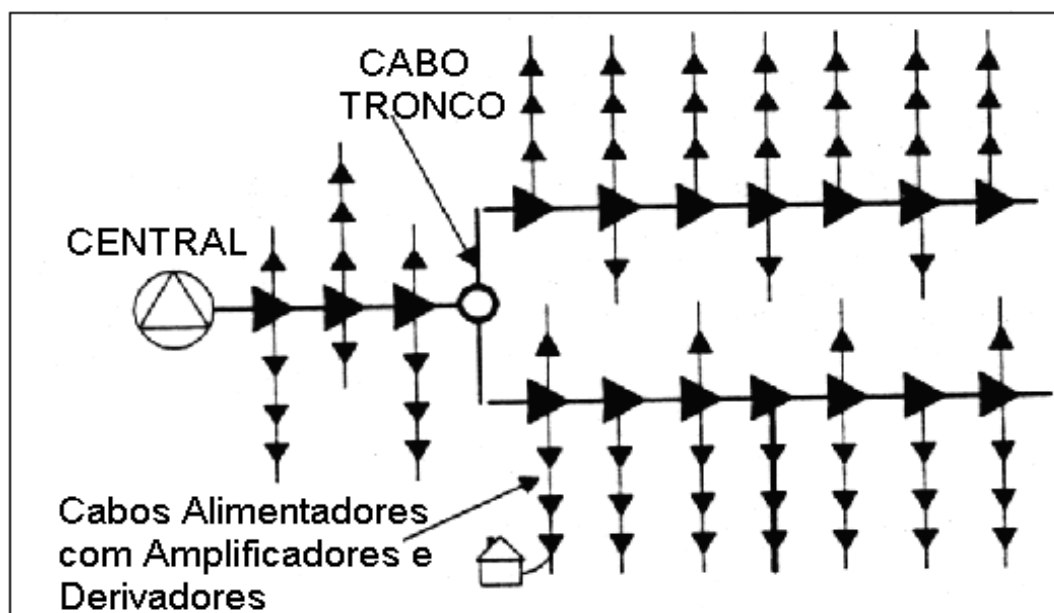


FIGURA 1. Sistema árvore-e-ramo (*tree-and-branch*).

Os principais componentes limitantes no desempenho das redes de CATV puramente coaxiais, são os cabos coaxiais e os amplificadores de RF. Os sinais de RF contendo os canais de vídeo sofrem elevadas perdas nos cabos coaxiais. Portanto, esses sinais necessitam ser amplificados periodicamente ao longo do percurso. O uso de amplificadores de RF em cascata introduz ruído que degrada a relação sinal-ruído do sinal de vídeo. Contudo, o maior problema em se usar amplificadores de RF é a degradação sofrida pelo sinal devido às distorções introduzidas pelos cascadeamento desses amplificadores, com conseqüente limitação no número máximo de canais que

podem trafegar pelas redes coaxiais. Esses são os principais fatores que motivaram a introdução da fibra óptica nas redes de CATV.

Na arquitetura HFC, existe um sistema de agrupamento menor, onde cada ramo está diretamente voltado para o equipamento central, conforme observado na FIG. 2.

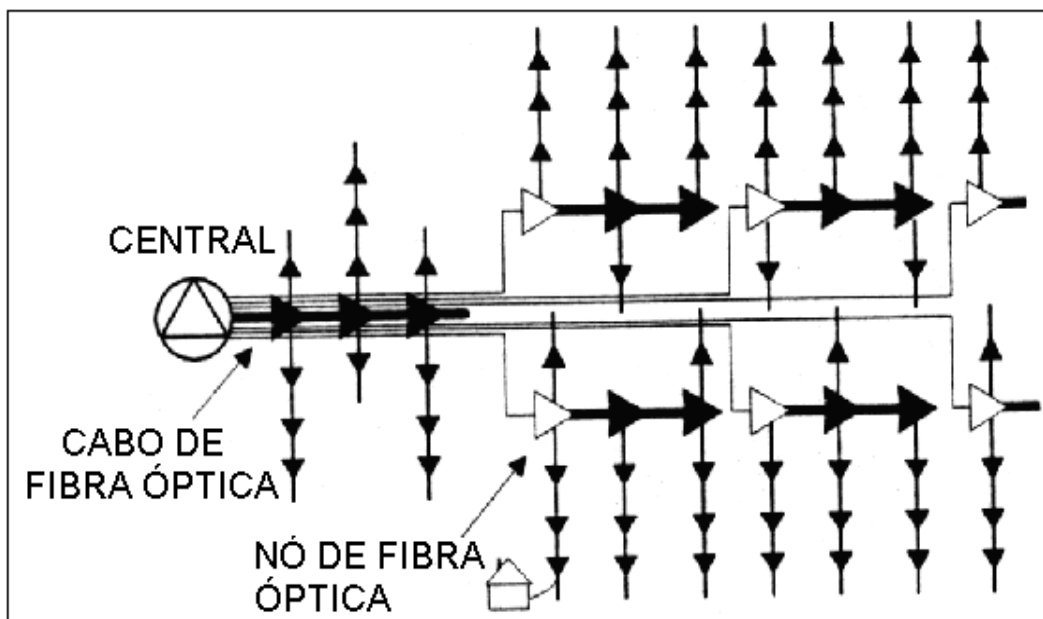


FIGURA 2. Sistema HFC.

O uso de redes híbridas HFC contendo fibras ópticas e cabos coaxiais, se deu a partir do começo dos anos 90. Dentre as várias vantagens em se usar fibras ópticas em redes de CATV pode-se destacar, principalmente, a significativa melhora da qualidade do sinal de vídeo obtido nos super-troncos ópticos. Isso se deve a completa eliminação dos amplificadores de RF nos troncos coaxiais que introduzem sérias distorções no sinal, e com isso limitavam o número máximo de canais que poderiam ser transmitidos. Além disso, as fibras ópticas possuem aproximadamente 90% menos perdas do que os cabos coaxiais, permitindo o transporte dos sinais de vídeo por distâncias que variam de 10 km a 30 km, dependendo do tipo de modulação e da fonte óptica empregadas.

3.1.1 Comparação entre as arquiteturas árvore-e-ramo e HFC

Pela FIG. 1 observa-se que todos os assinantes do sistema árvore-e-ramo recebem a mesma programação, excetuando-se apenas os programas exclusivos (*premiere*) que podem ser barrados por dispositivos de bloqueio de linha instalados nos cabos de acesso dos assinantes.

O ponto que melhor define esse sistema é o grande número de canais de vídeo que são distribuídos através da largura de banda disponível no cabo coaxial utilizado nas rotas da planta de redes.

Como o projeto do sistema árvore-e-ramo prevê um cabo tronco coaxial com atenuação de $0,01 \text{ dB/ft}^1$ para o sinal de 550 MHz, isso determinará o uso de uma cascata com muitos amplificadores de RF. Para se ter idéia do que representa isso, um simples tronco com 24 km de comprimento poderá requerer até 30 amplificadores ligados em série.

Pela FIG. 2 identifica-se que a construção da rede HFC utiliza o mesmo sistema coaxial de banda larga da arquitetura árvore-e-ramo para distribuir os sinais até as residências dos assinantes, mas difere no uso da tecnologia de fibras ópticas que eliminam a necessidade das cascatas de amplificadores distribuídos no sistema de entroncamento.

Para permitir que determinados serviços especiais possam trafegar pela rede HFC, existe a possibilidade da diminuição no número médio de dispositivos ativos empregados desde o equipamento central até o equipamento de assinante. Isso proporcionará uma expansão na qualidade da rede devido à diminuição no número de componentes utilizados, reduzindo, dessa maneira, a possibilidade de falhas.

Um benefício adicional da rede HFC é a grande facilidade que apresenta para subdividir a rede sem maiores re-investimentos, incrementando dessa forma a largura de banda disponível para a transmissão de sinais de faixa larga. Para se ter idéia do que representa essa largura de banda disponível, a FIG. 3[3] apresenta a alocação de freqüências previstas para o canal direto e para o canal de retorno.

¹ ft = pés (como referência 1m = 3,2808pés).

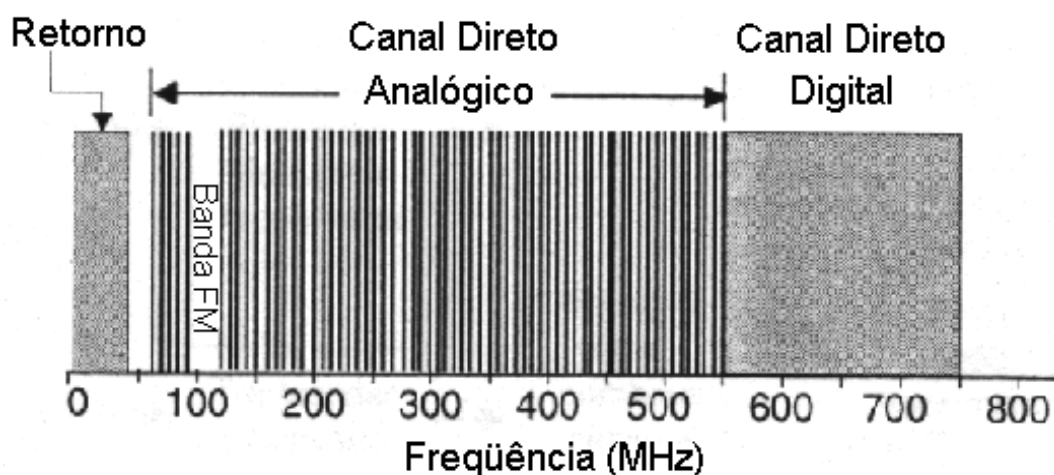


FIGURA 3. Alocação de freqüências do espectro de CATV.

O canal de retorno apresenta uma banda bem mais estreita porque recebe apenas as interações oriundas dos assinantes, enquanto o canal direto tem que prover todos os serviços analógicos e digitais.

No futuro, quando os vários serviços digitais simétricos que estão planejados forem ativados, existe a expectativa de que a capacidade do canal de retorno deva ser expandida.

3.2 Implementação da interatividade pela rede HFC

Para definir como é realizada a interatividade nos Sistemas HFC, é necessário compreender como ambos fluxos do sinal bidirecional podem ser direcionados numa mesma estrutura de cabos.

Primeiro é necessário descrever como os sinais multicanais são transmitidos pelos sistemas de CATV.

Os sinais de RF, no segmento coaxial, são transportados por meio de uma frequência portadora escolhida para cada canal de comunicação utilizado. Para a transmissão dos sinais de vídeo analógico, a amplitude da portadora varia em função da informação a ser transmitida pelo processo chamado “modulação de amplitude” (AM). A grande vantagem desse método, é a sua compatibilidade com os receptores comerciais de televisão utilizados pelos assinantes.

Através do Sistema NTSC todos os canais de vídeo individuais são

combinados através da Multiplexação por Divisão de Freqüência (FDM), empregando portadoras separadas na largura de faixa de 6 MHz. Os sinais do canal direto são colocados em freqüências acima de 52 MHz, enquanto as freqüências entre 5 e 42 MHz estão destinadas ao canal de retorno.

Em vários pontos da rota coaxial do Sistema HFC, são inseridas unidades amplificadoras utilizadas para recuperarem a potência dos sinais: direto e de retorno. Como os circuitos amplificadores são inerentemente unidirecionais, a separação dos sinais em duas direções distintas é a melhor maneira para amplificar esses sinais bidirecionais. Essa divisão é realizada pelos circuitos conhecidos como diplexadores. Esse circuito está identificado na FIG. 4.

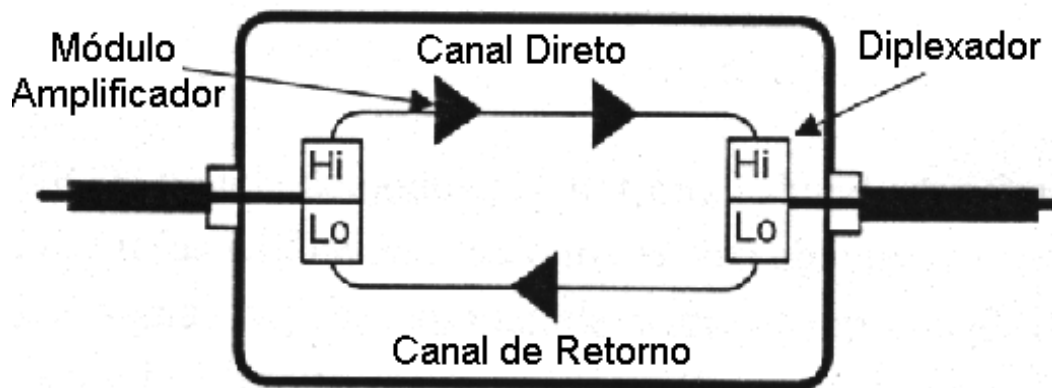


FIGURA 4. Diagrama em bloco de um amplificador de linha.

Os circuitos diplexadores possuem uma resposta de freqüência com características para barrar os sinais diretos num sentido, e os sinais de retorno, num outro sentido. A FIG. 3 [4] mostra a resposta de freqüência de um diplexador.

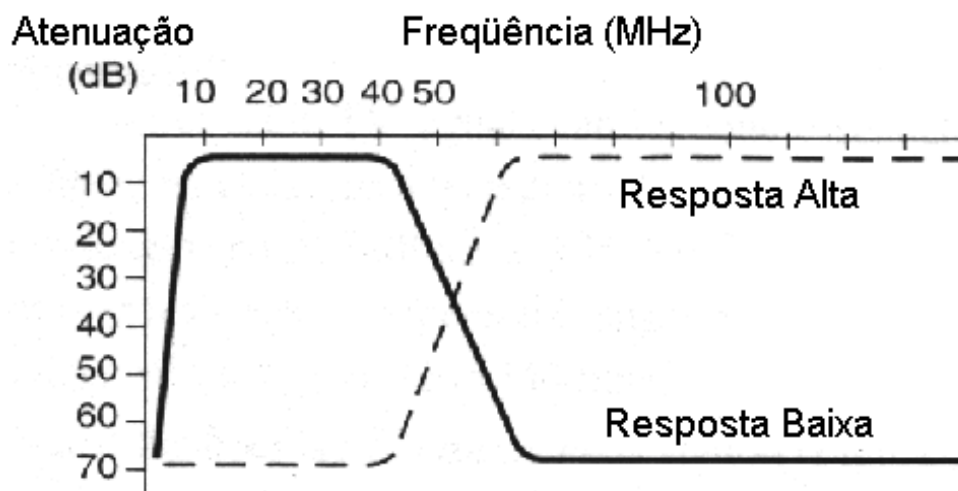


FIGURA 5. Curva de resposta do circuito diplexador.

Após o tratamento recebido pelo circuito diplexador, cada sinal é amplificado e novamente conectado ao cabo coaxial, através de outro diplexador idêntico. Essa condição irá se repetir em todos os pontos de amplificação distribuídos pela rede coaxial.

3.3 Formação do sistema HFC

Os equipamentos que compõem uma rede de transporte de um Sistema HFC simples, podem ser resumidos num diagrama de blocos como está apresentado pela FIG. 6.

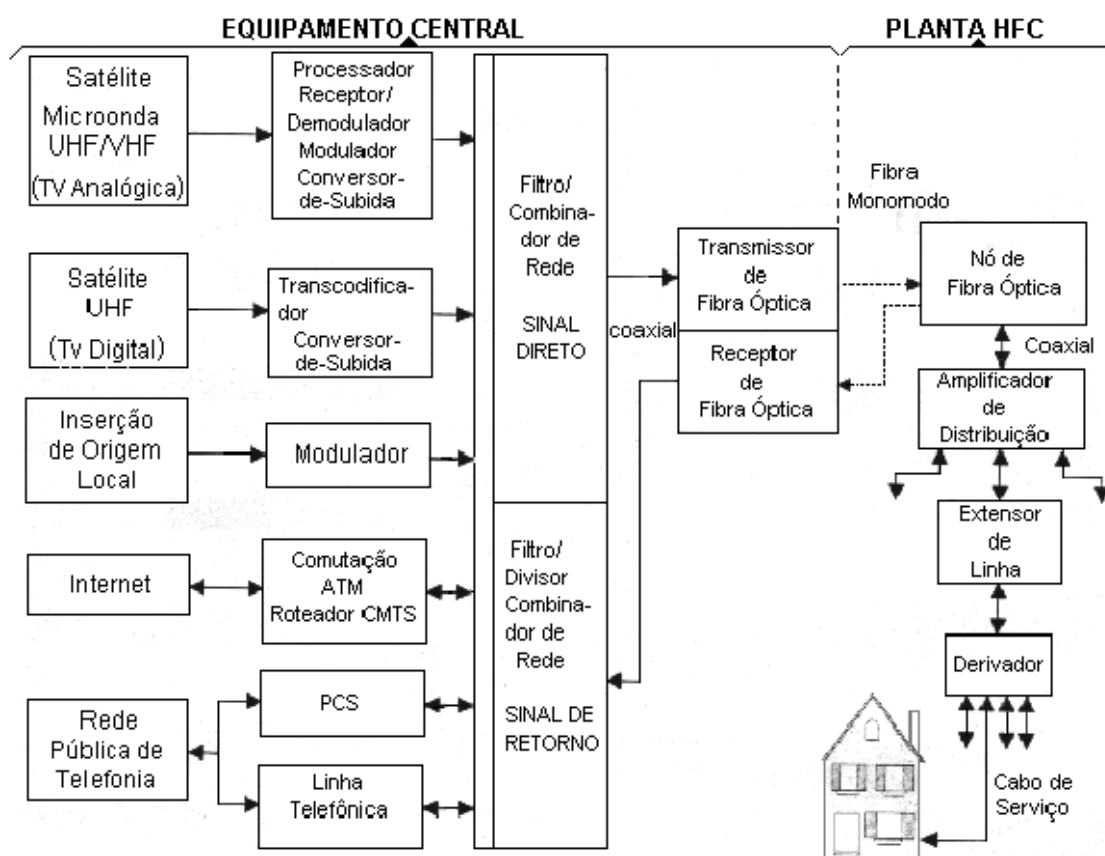


FIGURA 6. Terminologia HFC.

Na seqüência, iremos detalhar as características dos principais equipamentos empregados por uma operadora de CATV que prevê a utilização da filosofia das redes HFC.

3.3.1 O equipamento central (*headend*)

A sala destinada ao equipamento central de um Sistema HFC que distribui os sinais de CATV contém todos os equipamentos de recepção e transmissão necessários aos serviços previstos pela operadora de TV a Cabo.

Os sinais de televisão oriundos de sistemas como microondas terrestres, satélites e outras fontes de propagação, são entregues ao equipamento central, compondo dessa forma a programação de TV prevista pela operadora. Posteriormente, esses sinais são tratados convenientemente e inseridos na planta de cabos distribuídos até os assinantes.

Freqüentemente os sinais utilizados pelos satélites estão multiplexados compondo uma programação fixa na forma digital. Essa programação combina os sinais de subida (*uplink*) com os sinais de descida (*downlink*), utilizando para isso um *transponder*.

Se a programação recebida pelo satélite estiver projetada para ser distribuída pela planta HFC sob a forma analógica (AM-VSB), a demodulação desses sinais necessitará de um rebaixamento até a banda-base digital. Posteriormente, esses sinais são descriptados, demultiplexados (em programas individuais) e convertidos para uma banda-base de áudio-TV e vídeo. Todas essas funções formam o receptor/decodificador integrado – *integrated receiver/decoder* (IRD). Os programas em banda-base de acesso restrito (*premiere*) que saem do IRD, são “embaralhados” por um processador modulador de vídeo – *modulating video processor* (MVP). O MVP envia uma composição de sinais de áudio/vídeo através de uma freqüência intermediária (FI) padrão – geralmente de 38,9MHz. Esse sinal de FI “embaralhado” é, então, colocado, numa rádio freqüência (RF) específica e transmitido para a planta HFC através de um conversor-de-subida.

Os sinais digitais do satélite destinados a serem transmitidos pela planta HFC na forma digital são recebidos por um receptor/transcodificador integrado – *integrated receiver/transcoder* (IRT). Esses sinais digitais são demodulados (a partir da banda L), decriptados e então modulados (pelo processo de modulação de amplitude por quadratura – QAM) sobre uma portadora de FI, tornando-se dessa forma compatíveis com os sistemas de conversores (*set top box*) instalados nas residências dos assinantes. Para converter o sinal de FI num sinal de RF compatível é utilizado um conversor-de-subida.

Assim, os sinais abertos (VHF/UHF) de origem local são captados e enviados para os processadores, onde essa portadora de entrada sofre uma conversão-de-descida, e posteriormente, uma conversão-de-subida para ser encaminhada ao sistema de cabos.

As saídas dos conversores-de-subida e moduladores estão combinadas para formarem todos os sinais que serão enviados aos assinantes distribuídos pela planta de rede HFC. Para isso, esses sinais são amplificados e aplicados num transmissor de

fibra óptica que usualmente incorpora um laser semiconductor especialmente projetado para a transmissão analógica. O sinal de RF realiza a modulação direta da potência óptica na saída do laser; convertendo dessa forma o sinal “AM elétrico” num sinal “AM óptico” que será colocado numa fibra óptica da rede-tronco de distribuição.

3.3.2 Rede tronco fibra óptica

Os sinais de transmissão ópticas utilizadas nas redes HFC podem utilizar essencialmente a fibra óptica do tipo monomodo, com atenuação aproximada de 0,4 dB/km (para um comprimento de onda de 1310 nm) e 0,25 dB/km (para comprimento de onda de 1550 nm). Os cabos típicos de fibra contêm de 12 a 144 fibras e em determinadas faixas de temperaturas apresentam atenuação constante.

Os sinais ópticos são conduzidos pelos cabos ópticos-troncos até a estação de nó de fibra óptica (FIG. 7). Essa estação é geralmente montada em ambientes externos, presas no próprio cabo ou instalada no solo. Esses nós recebem o sinal óptico oriundo do equipamento central e os converte para a forma elétrica. Após, esses sinais elétricos são amplificados e distribuídos através da rede de cabos coaxiais.

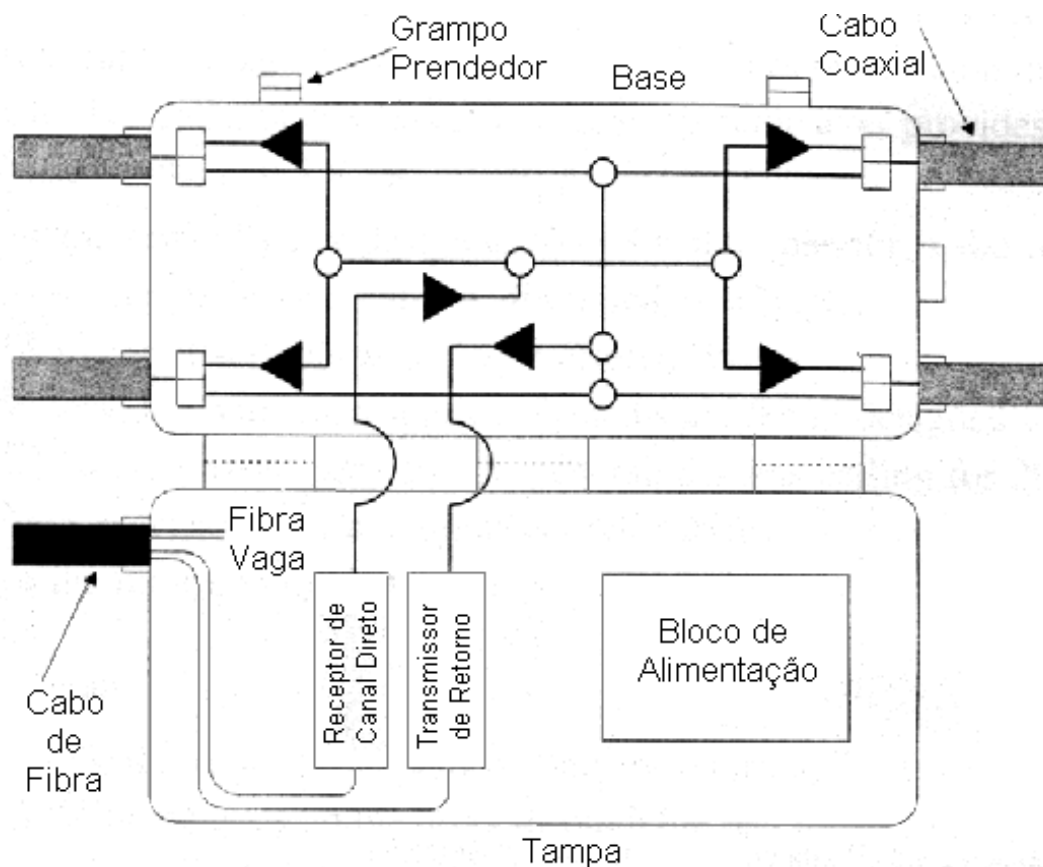


FIGURA 7. Diagrama em bloco do nó fibra/coaxial.

3.3.3 Rede de distribuição coaxial

Normalmente existem três ou quatro saídas coaxiais a partir do nó de fibra óptica. Os cabos coaxiais de grande diâmetro (0.625" ou 0.875") são usados nesta porção da rede. Possuem um condutor externo de alumínio sólido e um condutor central de cobre sólido ou cobre-laminado sobre aço, apresentando uma atenuação com valores em torno de 0,015 dB/ft para 750 MHz e 0,003 dB/ft para 40 MHz [5]. Observe-se que essa atenuação é influenciada pelo efeito da temperatura e também pode ser incrementada (em aproximadamente 0,2%/°C) devido ao alongamento que o cabo coaxial pode sofrer.

Em muitos projetos, o sinal fornecido pelo nó fibra/coaxial não tem potência suficiente para alimentar diretamente os equipamentos de assinantes, devido ao comprimento dos cabos coaxiais. Para isso, são empregados equipamentos amplificadores de distribuição que ampliam o sinal de RF colocando-o em duas ou quatro saídas de cabos. Essas saídas servirão para dois propósitos: compor as

derivações que suprem os sinais até as residências e carregar o sinal até os outros amplificadores de distribuição, ou até os amplificadores extensores de linha de saída simples.

Após o nó fibra/coaxial, o Sistema HFC típico pode conter de 4 a 6 amplificadores em cascatas de RF distribuídos, assim como amplificadores extensores de linha que exercem o controle automático de ganho (CAG) compensando as variações da resposta de frequência e da atenuação que o cabo sofre em função das constantes variações de temperatura.

Ao longo do trecho coaxial são distribuídos dispositivos de acesso às redes denominadas derivadores (*taps*). Esses dispositivos permitem que o sinal da rede de distribuição chegue até a rede de acesso residencial. O derivador, internamente, é constituído por um circuito acoplador direcional e um divisor de potência. A FIG. 8 ilustra esse dispositivo.

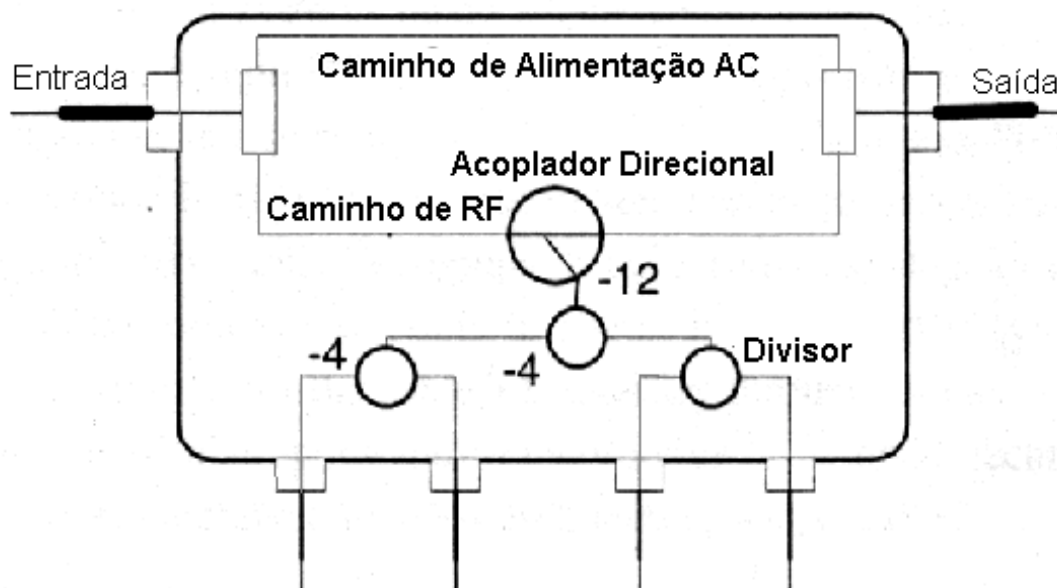


FIGURA 8. Diagrama em bloco de um derivador com 4 portas (20 dB).

O acoplador direcional representado na FIG. 8 tem a função de desviar uma porção específica do sinal da entrada do derivador para o circuito divisor. Esse circuito distribui o sinal entre as portas derivadoras de saída da unidade, geralmente constituída por 2, 4 ou 8 portas.

Os derivadores são especificados por um valor de derivação, em dB, obtido da relação do sinal de saída pelo sinal de entrada. Geralmente possuem valores comuns de 4 a 29 dB intervalados em passos de 3 dB.

A perda do derivador não é nominalmente dependente da frequência ou da temperatura. Em alguns casos, o sinal que percorre o cabo de distribuição pode ser atenuado devido à perda de potência ocorrida em função de alguma porta do derivador estar desligada, ou seja, sem conexão de assinante. Nesse caso, acrescenta-se de 1 a 2 dB de perda intrínseca.

3.3.4 Alimentação dos equipamentos de linha

A alimentação dos nós e amplificadores distribuídos pela rede de cabos é realizada pela corrente alternada (AC) obtida localmente da rede elétrica comercial (110 ou 220 volts) e é regulada por transformadores (ferro-ressonantes). Em muitos projetos é comum a utilização dessa alimentação para a recarga das baterias que se encontram em “flutuação”, que estão distribuídas ao longo da planta de redes.

Nos pontos de nó e amplificação, a alimentação AC é separada dos sinais de RF por meio de filtros passa-baixas, sendo então enviada para o sistema interno de potência que converte esse sinal para níveis de +24 volts DC, que é o padrão industrial utilizado para suprir a voltagem dos componentes híbridos. Na seqüência, a alimentação AC é re-inserida no cabo coaxial através das portas de saída, indo alimentar os demais amplificadores da rede.

3.3.5 Rede de cabo de serviço

As residências dos assinantes são servidas por aproximadamente 22 a 50 m de cabo coaxial de pequeno diâmetro. Esse cabo, denominado de cabo de serviço (*drop*), carrega o sinal desde o derivador até a fachada das residências dos assinantes. Em novas instalações, usualmente é empregado o cabo padrão do tipo RG-11/75 ohms (FIG. 9), mas os cabos RG-59 e RG-6 também podem ser utilizados.

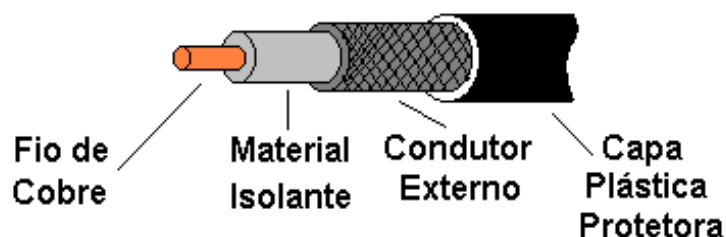


FIGURA 9. Composição do cabo coaxial.

Na Tabela 3, identificam-se as características dos principais cabos de serviço.

RG TIPO		RG-6	RG-11	RG-59
Impedância nominal:	Ohms	75	75	75
Capacitância nominal:	pF/m	67,5	67,5	67,6
Atenuação (dB/100 m)	10 MHz	3	1,8	3,5
	50 MHz	7	4,5	8
	100 MHz	10	6,5	12
	800 MHz	28	22	34
Condutor:	Material	Cu W – Sólido	TiC - 7/0 40	Cu W – Sólido
Diâmetro:	mm	0,7	1,2	0,6
Dielétrico:	Material	P. E.	P. E.	P. E.
	O/D (nom.)	4,6	7,2	3,7
Malha:	material 1º	Si Cu	Cu	Cu
	2º	Si Cu	-	-
Revestimento:	Material	PVC	PVC	PVC
	O/D (nom.)	8,4	10,3	6,2
Peso - kg/km (aprox.)		119	143	48
Raio de curvatura mínima (graus)		102	114	51

Tabela 3 - Características típicas dos cabos coaxiais de serviço [5].

Ao chegar à fachada da residência do assinante, o cabo de serviço é conectado ao bloco de terra que fornece o aterramento à blindagem do cabo coaxial. Na seqüência, o cabo de serviço é enviado ao interior da residência chegando até o equipamento conversor (*set top box*).

3.3.6 Conversor *set top box*

Esse equipamento é uma interface colocada entre o aparelho de TV e a rede de acesso. Essa interface recebe os serviços de CATV e realiza a adaptação dos 44

canais analógicos (distribuídos na faixa de 54-550 MHz) que formam o canal direto. Um exemplo de arquitetura de um conversor simples está ilustrado na FIG. 10.

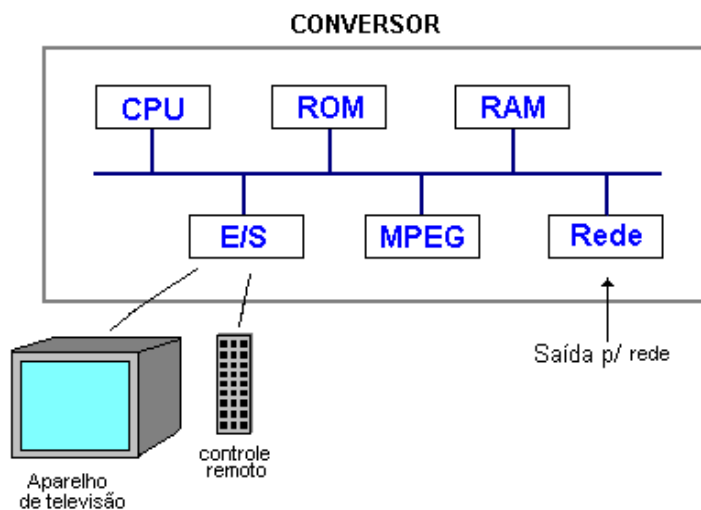


FIGURA 10. Arquitetura de hardware de um conversor simples.

Basicamente um conversor simples consiste de uma CPU controladora, memórias (ROM e RAM), interfaces (E/S), um decodificador (MPEG) e uma interface de rede para o cabo de CATV. Opcionalmente, é possível acrescentar-se um circuito integrado (*chip*) de segurança para a criptografia dos programas recebidos. Os conversores mais evoluídos poderão servir como terminal de multimídia bidirecional.

3.3.7 Cabo modem

Se o assinante de CATV requerer acessos de dados de alta velocidade com taxas de transmissão até 10 Mbits/s, ele deverá utilizar os equipamentos moduladores de sinais denominados de cabo modems. Esses equipamentos têm a função de adequar o sinal de dados de banda larga, originado no equipamento digital do assinante (que pode ser o próprio microcomputador), e enviá-lo até o equipamento central da operadora.

Os sinais originados no cabo modem que formam o canal de retorno percorrem o mesmo trajeto de cabo utilizado pelo canal direto. Esses sinais saem da residência do assinante através do cabo de serviço, passam pelo derivador e insere-se no cabo de distribuição através das portas dos acopladores direcionais. Na seqüência,

esses sinais passam pelos amplificadores chegando até o nó de fibra óptica. Nesse ponto os sinais de retorno são diplexados, amplificados e, então, enviados para um laser emissor de retorno, podendo ser transmitidos através de uma fibra óptica até o equipamento central. Na maioria dos casos os sinais de retorno não utilizam a mesma fibra do canal direto.

Ao chegar no equipamento central o sinal óptico é foto-detectado, voltando a ser convertido para elétrico novamente, e, posteriormente, é dividido para alimentar os receptores de cada aplicação prevista pelos serviços de retorno.

3.3.8 Comparação entre o cabo modem e o modem telefônico

As atuais conexões disponíveis aos microcomputadores obtidas através de modems que utilizam as redes telefônicas, operam essencialmente na faixa de transmissão de 9,6 a 33,6 kbit/s. Essas taxas são insuficientes para a implantação dos serviços de voz, dados e vídeo que requeiram tempo real.

Como o cabo modem provê velocidade de transmissão bem superior podendo transmitir até megabits por segundo, a sua vantagem sobre o modem telefônico é bem significativa. Para a comparação desses dois dispositivos e, considerando-se apenas o fator de velocidade de transmissão na comunicação de dados, a Tabela 4 resume a significativa vantagem que o cabo modem tem sobre o modem telefônico. Cabe ainda salientar que, no caso da transmissão utilizando o cabo modem, a velocidade identificada na Tabela 4 representa a máxima taxa de transferência que pode ser conseguida pelo dispositivo devido ao compartilhamento do meio de transmissão com os demais usuários.

Velocidade da Rede e Tipo de Modem	Tempo de Transmissão
28.8 kbps - modem telefônico	46 minutos
56 kbps – modem telefônico	24 minutos
128 kbps - modem ISDN	10 minutos
1.54 kbps - conexão T-1	52 segundos
4 Mbps – cabo modem	20 segundos
10 Mbps – cabo modem	8 segundos

Tabela 4- Taxa de transferência de um arquivo de 10 Mbytes.

Outra vantagem do sistema cabo modem, é a sua natural configuração para a transmissão de dados de acordo com a necessidade requerida pelo serviço solicitado. Porém é importante observar que a velocidade de transmissão não depende apenas do cabo modem, mas também do provedor de serviços, da carga do sistema e da velocidade do computador do assinante. As características das principais facilidades obtidas pelo cabo modem e pelo modem telefônico estão comparadas na Tabela 5.

Facilidades	Modem Telefônico	Cabo Modem
Largura de banda	Fixa e limitada	Fixação dinâmica
Conexão	Discada	Sempre on-line
Padrões	Bem estabelecidos	Em desenvolvimento
Acesso Internet	Rede desbalanceada	Inerente
Segurança	Inerente na camada física	Controlada e criptografada por software

Tabela 5. Comparação entre as características de transmissão de dados.

3.3.9 Composição do cabo modem

O cabo modem típico é dotado de conexão de entrada para o sinal da rede de CATV, interface de saída para a televisão e interface de saída para o computador ou rede de computadores. Como provê ambos acessos, para a TV e para o microcomputador, o cabo modem poderá dispensar o uso do conversor *set top box*.

Alguns cabos modems especiais poderão ser dotados de conexões adicionais como, por exemplo, uma interface para a comunicação telefônica. A FIG. 11 ilustra um exemplo de cabo modem que dispõe da capacidade de acesso ao microcomputador e à rede telefônica.

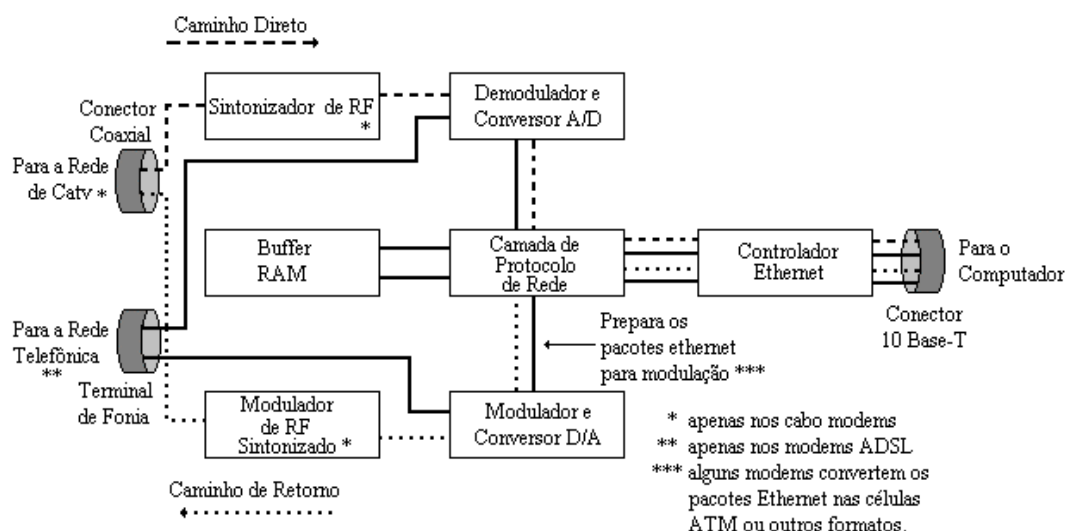


FIGURA 11. Exemplo de um cabo modem banda larga.

Em síntese, o funcionamento do cabo modem pode ser definido pela transmissão e recepção de sinais desde o assinante até o equipamento central da operadora de CATV, utilizando para isso uma conexão direta pelo sistema de cabeamento. No equipamento central esses modems se comunicam através de um dispositivo chamado de Sistema de Terminação Cabo Modem - CMTS (FIG. 6). O CMTS provê todas as interfaces necessárias para os canais ascendentes e descendentes do sistema HFC.

Em relação às conexões para os provedores é utilizado o Protocolo IP (*Internet Protocol*) - um dos protocolos da Internet que é responsável pela identificação das máquinas e redes e encaminhamento correto das mensagens entre elas. É formado por uma seqüência de números (XXX.YYY.ZZZ.WWW) específica. Podendo este número ser fixo ou dinâmico. Na maior parte dos provedores de acesso à Internet é utilizada IP dinâmico, ou seja, há rotatividade do número IP a cada nova conexão;

3.3.10 Tipos de modulação empregados pelos cabos modems

Para transmitir o sinal digital pelo canal ascendente, o cabo modem compatibiliza a introdução do canal de retorno enviando a máxima taxa de transmissão

de dados e ocupando a mínima banda de frequência possível. O melhor método para obter isso, é através do emprego de técnicas de modulação espectrais eficientes, tanto para a conversão dos sinais de banda base de comunicação de dados, quanto para os sinais de banda larga típicos das redes HFC.

A transmissão digital pelo canal descendente recebe um esquema de modulação utilizando a técnica de Modulação por Amplitude em Quadratura (*Quadrature Amplitude Modulation – QAM*) que é plenamente adequada para o espectro de 54 a 750 MHz e pode transmitir inúmeras taxas de dados. Para não perturbar os sinais de vídeo que trafegam pelo mesmo espectro, esse sinal é colocado em canais de 6 MHz adjacentes aos canais de TV.

Numa rede HFC o sinal do canal ascendente é mais crítico. Esse sinal bidirecional ativado pelo canal de retorno é transmitido na faixa de 5 a 42 MHz, que apresenta uma série de sinais perturbadores que estarão descritos no Capítulo 4. Devido a isso, é recomendado o emprego de técnicas Modulação por Deslocamento de Fase - *Phase Shift Keying - PSK*, sendo que, na implementação prática dos circuitos, a técnica de Modulação por Deslocamento de Fase em Quadratura - *Quadrature Phase Shift Keying – QPSK* é a mais recomendada, por ser bastante eficaz na presença de canal ruidoso.

Capítulo 4

Parâmetros de Degradação do Canal de Retorno

4.1 Problemas com a transmissão pelo canal de retorno

Apesar das vantagens apresentadas pelas redes HFC para a implementação dos serviços de faixa larga, o uso do canal de retorno por essas redes exige um mínimo de condições que permitam um fluxo confiável de sinais transmitidos. O principal problema dessas transmissões é a presença de sinais ruidosos que se acoplam ao sistema e contaminam os sinais digitais transmitidos pelo canal. Os sinais ruidosos podem ser originários de fontes internas - gerado por componentes da própria rede, ou de fontes externas - provocado por sinais eletrostáticos propagados na atmosfera. Dada às características das redes HFC, os sinais perturbadores de maior incidência sobre o sinal principal são oriundos de fontes externas, geralmente de natureza aleatória e de difícil prevenção. Esses sinais, caracterizados como ruídos de ingresso, são acoplados na rede HFC através do segmento coaxial da rede mista. Os fatores que contribuem para isso são, principalmente, má construção da rede, uso de equipamentos de baixa qualidade e instalação de conexões e terminações impróprias.

4.2 Fontes de ruídos e interferências

Para viabilizar o uso do canal de retorno, uma série de procedimentos, equipamentos e dispositivos deverão ser incorporados à estrutura HFC. Para isso, as operadoras deverão reunir uma série de informações que possam auxiliar a identificação dos principais tipos de ruído que afetam as transmissões pelo canal de retorno, assim como trabalhar nos principais pontos que podem trazer prejuízos a essas comunicações. Estes pontos estão definidos no item 4.3.

A seguir, definiremos os principais tipos de ruídos oriundos de fontes externas e internas que afetam as redes HFC.

4.2.1 Ruído de rede

O principal aspecto do ruído provocado pela rede HFC está no tipo de arquitetura básica adotada pelo sistema de canal de retorno. Para facilitar a compreensão disso, devemos comparar o canal de retorno com o canal direto. No canal direto existe, essencialmente, apenas um ponto onde os sinais entram na rede de distribuição, que é a própria saída do equipamento central, onde o operador de TV a Cabo realiza rigoroso controle do sinal. Seguindo na direção dos assinantes, esse sinal “limpo” espalha-se por vários pontos da rede, chegando com qualidade até as residências conectadas.

No canal de retorno ocorre justamente o oposto. Os sinais de retorno podem entrar pela rede a partir de qualquer residência que esteja anexada à planta da operadora, sendo então reunidos por grupos de bairros e propagados na direção do equipamento central. Isto determina um comportamento de “afunilamento” [6] de sinais, onde todos os sinais de retorno chegam ao mesmo ponto, inclusive contaminados por sinais indesejados que foram amplificados juntamente com o sinal principal pelos amplificadores de linha. Pela FIG. 12, observamos que o nó da transmissão óptica de retorno é ponto onde os ruídos são “afunilados” juntamente com os sinais de retorno.

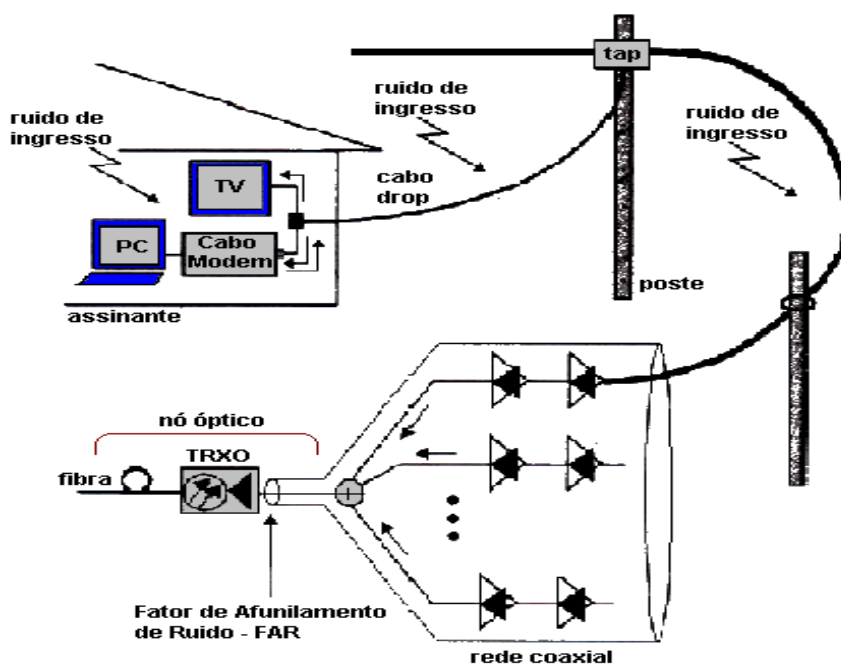


FIGURA 12. Afunilamento do ruído de ingresso.

O efeito do afunilamento de ruído no transmissor óptico de retorno é determinado através do Fator de Afunilamento do Ruído (FAR). Isso é uma das principais causas que degradam o desempenho das redes HFC, pois todo esse somatório de ruídos, ao chegar ao nó fibra/coaxial, poderá apresentar um nível excessivo que inviabilize a relação portadora/ruído (C/N) para uma transmissão de dados. Um nível excessivo de ruído também poderá diminuir a margem dinâmica do sistema, ocasionando uma saturação na entrada do transmissor-laser de retorno. O FAR pode ser minimizado através de técnicas que combatam o ruído de ingresso, e também através da redução do número de assinantes (potenciais fontes de ruído) ligado em cada nó óptico.

Diante disso, devemos considerar alguns fatores que devem ser analisados no projeto de uma planta HFC:

- a) A topologia das redes HFC concentra um número razoável de assinantes num mesmo nó da rede, formando uma célula. O nível de potência do ruído de afunilamento está diretamente proporcional ao tamanho e à localização dessa célula de assinantes. Considerando-se uma célula com 500 assinantes, cada um desses assinantes poderá ser considerado um potencial gerador de ruído, mesmo que não esteja acessando os serviços interativos.
- b) Um ramo coaxial contendo 125 assinantes pode ser mais penalizado do que outro, dependendo da sua localização. Por exemplo, um ramo que está mais próximo de uma fonte de ruído (faixa estreita ou faixa larga), tal como as estações de rádio AM ou de TV, irá determinar maior incidência de sinais interferentes. Dessa forma, um redimensionamento de projeto que previna estas interferências é recomendado, pois além de colaborar com a diminuição do somatório de ruídos, poderá também prever rotas alternativas e exclusivas a alguns assinantes que demandam um tráfego mais pesado, melhorando dessa forma as condições de congestionamento da rede.

4.2.2 Ruído do equipamento

O ruído térmico é causado principalmente pelos amplificadores instalados ao longo da rede, sendo usualmente caracterizado como “figura de ruído” do amplificador. Para o cálculo teórico desse tipo de ruído existem técnicas específicas publicadas em diversas bibliografias de projetos de circuitos de RF.

4.2.3 Ruído no enlace de fibra óptica

No ponto de entroncamento fibra/coaxial, o sinal de retorno de RF é aplicado a um laser que, dessa forma, modula em amplitude a saída óptica do nó. Após, o sinal passa por quilômetros de fibras ópticas até chegar a um fotodetector no equipamento central. Nesse processo, poderão somar-se diversas fontes de ruído, tais como, ruído de intensidade relativa (*relative intensity noise – RIN*), ruído de intensidade interferométrica (*interferometric intensity noise - IIN*), ruído de modo de partição (*mode partition noise - MPN*), emissões espúrias (devido a imperfeições na fibra) e ruído de detecção. Esses ruídos, embora importantes, estão num percentual bem inferior ao apresentado pelo segmento coaxial, conforme descrição no item 4.3, desta forma, não serão alvo de análise neste trabalho.

4.2.4 Ruído de ingresso

A planta HFC convive num mar de bases de radiação que incluem sinais nas mesmas frequências de RF que as utilizadas pelo canal de retorno, constituindo um universo de interferências discretas e difusas. As fontes discretas compreendem a faixa de cidadão e as rádios de ondas curtas (rádios comerciais e amadores) existentes nas grandes cidades. Para identificar essa influência, a Tabela 7 apresenta uma carta de frequências situadas dentro do espectro do canal de retorno.

Freq.(MHz)	Transmissão Atmosférica	Freq.(MHz)	Transmissão Atmosférica
3 a 3,5	HAM (rádio amador)	28 a 29,7	HAM 10 m
3,5 a 7	OC internacional	29,7 a 30,58	
7 a 7,3	HAM	30,58 a 32	Serviço móvel terrestre
7,6 a 7,9	OC 40 m/Controle aviação civil	32 a 33	
7,9 a 14	OC 40 m	33 a 34	Serviço móvel terrestre
14 a 14,38	HAM	34 a 35	
14,38 a 15	OC 20 m/Controle aviação civil/14.9 MHz	35 a 36	Serviço móvel terrestre 35,26 – 35,66 MHz Serviço <i>paging</i> /unidirecional
15 a 21	OC 20 m	36 a 37	
21 a 21,45	HAM	37 a 38	Serviço móvel terrestre
21,45 a 26,975	OC 15 m/24,45 – 27 MHz uso p/ satélite	38 a 39	
26,975 a 27,405	Telefonia Celular	39 a 40	Serviço móvel terrestre

Tabela 6. Carta de freqüências de fontes interferentes ao canal de retorno.

O sinal de rádio amador (HAM) traz uma maior preocupação porque ele é um sinal relativamente forte, podendo ocorrer em tempos aleatórios e em várias freqüências do espectro de alta-freqüência (HF), que coincidem totalmente com a faixa de retorno abaixo de 30 MHz. A Tabela 8 relaciona a faixa dessas freqüências e a potência máxima do sinal.

Faixa (metros)	Freqüências (MHz)	Potência Máx. (watts PEP)
6	50,000 – 54,000	1500
10	23,000 – 29,7000	1500 ^(*)
12	24,890 – 24,990	1500
15	21,000 – 21,450	1500
17	18,068 – 18,168	1500
20	14,000 – 14,350	1500
30	10,100 – 10,150	200
40	7,000 – 7,300	1500

(*) Taxa de licença mais baixa limitada para 200 W PEP (pico de potência envolvida)

Tabela 7. Freqüências de rádio amador que afetam o canal de retorno.

Os sinais relacionados na Tabela 8 podem propagar-se com sucesso ao redor do mundo, dependendo do tamanho do salto que ocorre nas camadas da atmosfera. Essa potencialidade resulta num aumento da propagação de sinais de RF na faixa superior do espectro de 5 a 30 MHz e, se esses sinais chegarem às residências dos assinantes, poderão determinar um decréscimo da disponibilidade de canais úteis no espectro de retorno.

4.2.5 Ruído impulsivo

Outra importante difusão de energia interferente que atinge o canal de retorno é o ruído com características impulsivas. Esse ruído, com emissão em banda larga, é constituído por pulsos de curta duração (alguns microsegundos) e é gerado por uma grande variedade de fenômenos comuns como: arcos-voltaicos, transientes de chaveamento, e “terras” intermitentes. Esses impulsos surgem a partir da distribuição de potência em grande escala, como o funcionamento de eletrodomésticos existentes nas residências dos assinantes da planta HFC. Esses impulsos gerados inserem-se à rede HFC através do cabo de acesso ao assinante.

4.3 Pontos vulneráveis da rede HFC[8]

Dadas as dificuldades em combater as interferências que afetam o sinal de retorno, as operadoras de CATV devem mapear as possíveis fontes do ruído de ingresso para, dessa forma, estabelecer um controle mais eficiente de sua planta instalada. As fontes ruidosas que enfraquecem seriamente a habilidade de endereçamento das transmissões digitais pela rede HFC, apresentam uma distribuição estatística, indicando que: 5% do ruído no canal de retorno ingressam através da rede de distribuição coaxial (*feeder*), 25% pelo cabo coaxial de acesso ao assinante (*drop*) e 70% ingressam através dos equipamentos e acessórios instalados na residência do assinante. Por esse levantamento percebe-se que o ruído de ingresso que perturba as transmissões pelo canal de retorno, em 95% dos casos está concentrado no trecho compreendido entre o cabo de serviço (*drop*) e os equipamentos instalados no interior das residências dos assinantes, constituindo, dessa forma, o **trecho crítico da rede HFC**. A FIG. 13 representa a constituição desse trecho crítico de uma rede HFC.

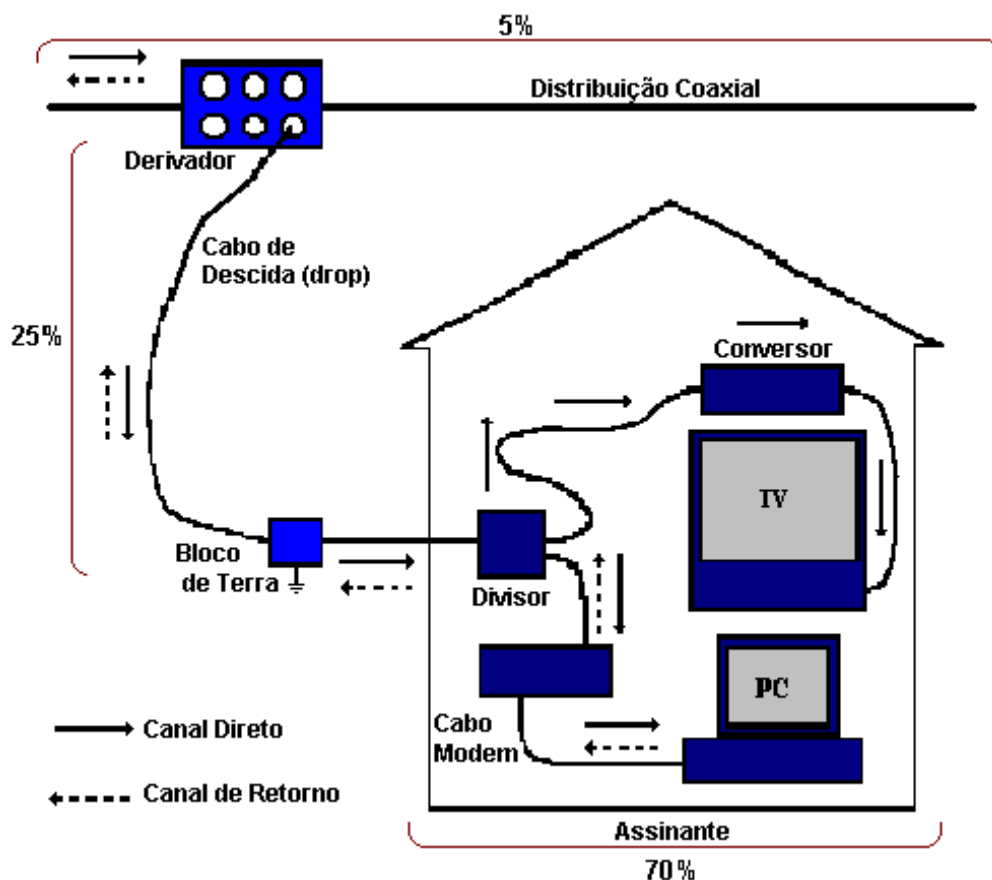


FIGURA 13. Segmento crítico da rede HFC.

4.3.1 Descrição do trecho crítico

O nível de ruído presente no interior das residências apresenta as características do ruído impulsivo, gerado principalmente pelos dispositivos eletrônicos (secadores de cabelo, receptores de TV, lâmpadas fluorescentes, aquecedores, acionamento de chaves elétricas, etc.). Outros fatores que contribuem negativamente são os acessórios e os equipamentos utilizados nesse trecho que, em muitas redes, não estão projetados para suprir suficientemente a rejeição aos sinais interferentes do ambiente, principalmente nas frequências utilizadas pelo canal de retorno.

Alguns produtos empregados nas instalações residenciais têm contribuído na degradação do nível do sinal de retorno, provocado principalmente pela multiplicação das reflexões no cabeamento de assinante. Isso é identificado em determinadas instalações onde os sinais perturbadores ingressam na rede através das portas dos divisores de potência, ou através dos conectores defeituosos instalados nos

cabos distribuídos no interior das residências dos assinantes. Da mesma forma, os sintonizadores de TV e os conversores (*set top box*) possuem perda de retorno adequada apenas para as frequências dos canais em que estão sintonizadas, gerando problemas de reflexões às demais frequências. Todos esses sinais refletidos são direcionados ao cabo de serviço onde poderão colidir com os sinais de retorno transmitidos pelo cabo modem.

4.4 Viabilizando o canal de retorno

Muito se tem pesquisado para contornar esses problemas causados pelo ruído existente no trecho crítico da rede HFC, havendo, inclusive, um esforço conjunto entre as operadoras e os fabricantes de equipamentos na busca de novas alternativas que viabilizem uma melhor qualidade da transmissão pelo canal de retorno. Dentre as alternativas pesquisadas, as que estão despertando maior interesse são:

1. emprego de modems com técnicas de modulação resistentes ao ruído;
2. uso de “portas” que retêm a transmissão do assinante enquanto estiver enviando sinal pelo canal de retorno, liberando essa “porta” para outra comunicação quando não houver transmissão pelo assinante;
3. utilização de modems inteligentes que façam a locação dinâmica de frequências “escolhendo” o melhor feixe de canal para transmitir;
4. filtragem do espectro do canal de retorno em pontos específicos da rede coaxial onde se percebe o ingresso de ruído;
5. redução do nó de concentração da malha coaxial de assinantes;
6. melhora dos materiais empregados na estrutura coaxial;
7. maior supervisão operacional na implantação e manutenção da rede, evitando tensões e dobraduras excessivas nos cabos utilizados;
8. emprego de cabos de atendimento (*drop*) com blindagem reforçada, com tripla blindagem metálica e, em regiões próximas a fontes de interferências muito fortes, deve-se utilizar um cabo com proteção eletromagnética quádrupla.

Capítulo 5

Transmissão Digital pelo Canal de Retorno

5.1 Transmissão digital

Três parâmetros definem uma portadora – amplitude, frequência e fase. Muitos circuitos têm sido desenvolvidos e implementados baseados em métodos de modulação que variam sucessivamente em cada um desses parâmetros, como por exemplo a técnica ASK, que tem como base o uso da amplitude para diferenciar os bits transmitidos; já a técnica FSK utiliza a variação da frequência para isso; por último, a técnica PSK emprega o ângulo de fase do sinal.

Para generalizar uma comunicação digital, a FIG. 15 apresenta um modelo esquemático utilizado para um transmissor digital simples.

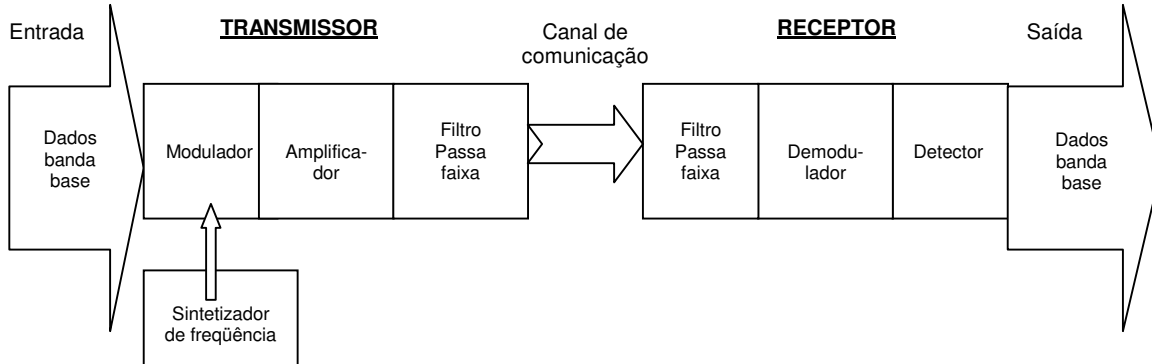


FIGURA 14. Diagrama em bloco de uma comunicação digital.

5.2 Esquemas de modulação

Os sistemas de cabo modems mais eficientes empregam técnicas de modulação robustas, em função dos níveis de ruídos presentes nas transmissões pelas redes HFC, sendo as técnicas QAM (*quadrature amplitude modulation*) e QPSK (*quadrature phase shift keying*) as mais adequadas para os canais: direto e de retorno, respectivamente. Essas técnicas são evoluções das técnicas ASK e PSK que utilizam a variação dos parâmetros primários de amplitude e fase do sinal.

5.3 Modulação do canal direto

Resumidamente, a modulação QAM[9] transmitida pelo canal direto é caracterizada pela superposição de duas portadoras com modulação por amplitude em quadratura. É uma forma de modulação digital que normalmente opera com mais de dois estados. Em QAM, a informação está contida tanto na amplitude quanto na fase do sinal modulado. A implementação mais popular do QAM é a versão 16-QAM que tem uma eficiência espectral de 4 bit/s/Hz, apresentando 16 estados diferentes de sinal.

Para exemplificar a atuação dessa técnica, a FIG. 15 apresenta um diagrama em blocos de um transmissor 16-QAM característico.

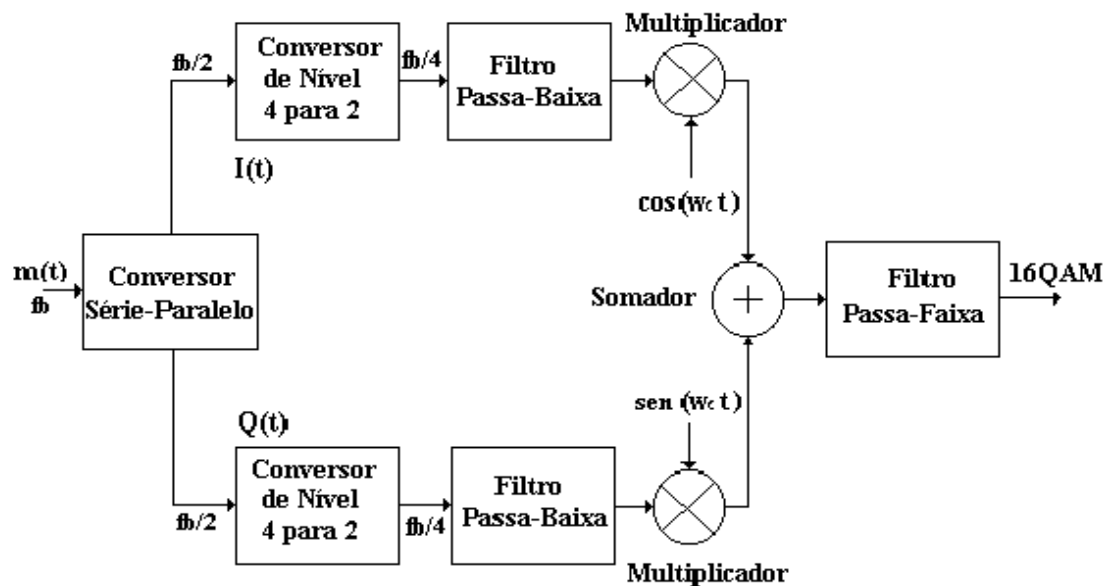


FIGURA 15. Transmissor 16-QAM.

O conversor série-paralelo recebe o trem de bits na entrada do circuito e separa esses bits em dois canais distintos $I(t)$ e $Q(t)$. Esses sinais digitais, são aplicados aos circuitos conversores de nível que os transformam em sinais que apresentam 4 níveis distintos de amplitude. Os filtros passa-baixa, retiram possíveis distorções provenientes da etapa conversora. Os multiplicadores, realizam a modulação dos sinais filtrados com as portadoras de RF ortogonais entre si, obtendo-se, desta forma, na saída do circuito somador, um sinal que possui variações combinadas de amplitude e

fase em quadratura. O filtro passa-faixa, adapta a banda de passagem do sinal de saída. Uma amostra desse sinal modulado é representada na FIG. 16.

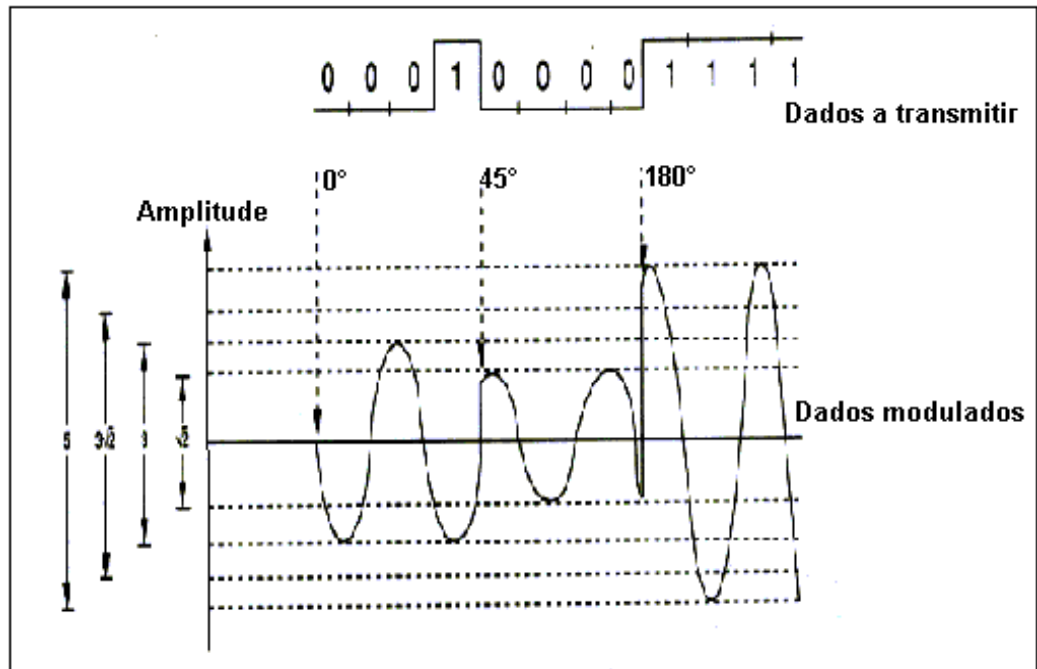


FIGURA 16. Sinal modulado QAM

A FIG. 17 ilustra o diagrama em blocos de um receptor 16-QAM.

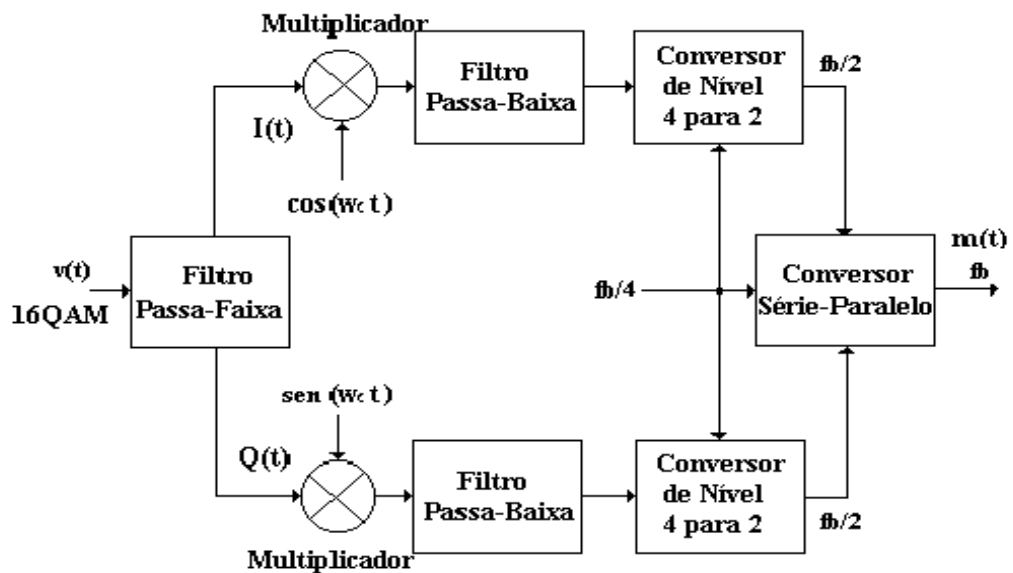


FIGURA 17. Receptor 16-QAM.

Na recepção QAM, todo o funcionamento do circuito é dado de forma inversa ao da transmissão. O filtro passa-faixa, na entrada do circuito, elimina possíveis interferências oriundas do meio de transmissão, realizando, ainda, a divisão do sinal em dois canais I(t) e Q(t). Esses sinais, são levados à etapa multiplicadora onde é realizada a demodulação, através de portadoras ortogonais. Os filtros passa-baixa, realizam a eliminação de resíduos de RF e, posteriormente, esses sinais irão às etapas conversoras onde os 4 níveis do sinal, são convertidos para os níveis de marca e espaço fornecidos no início da transmissão. A etapa conversora série-paralela, devolve a seqüência original do trem de bits.

5.4 Modulação do canal de retorno

As técnicas de modulação empregadas pelo canal de retorno serão definidas com maior ênfase, dada às limitações impostas nas premissas desse trabalho. Observamos que essas técnicas serão empregadas na implantação do Simulador MODEM-QPSK.

5.4.1 Técnica 2-PSK

A modulação 2-PSK [10] [11] é a maneira mais usual para identificar a técnica de modulação *Binary Phase Shift Keying - BPSK*, sendo uma das técnicas mais utilizadas para a transmissão dos sinais digitais. Sua utilização se deve ao fato da possibilidade de realização de modulações com múltiplas fases, aumentando a eficiência de transmissão em termos de números de bits transmitidos por segundo em uma banda unitária (bit/s/Hz).

Outra característica importante da modulação 2-PSK é a relação portadora/ruído (*carrier/noise – C/N*) necessária para uma dada taxa de erro de bits (*bit error rate - BER*) no receptor que é a mais baixa entre os métodos existentes de dois e quatro níveis. Isso pode ser comprovado pelo gráfico da FIG. 18.

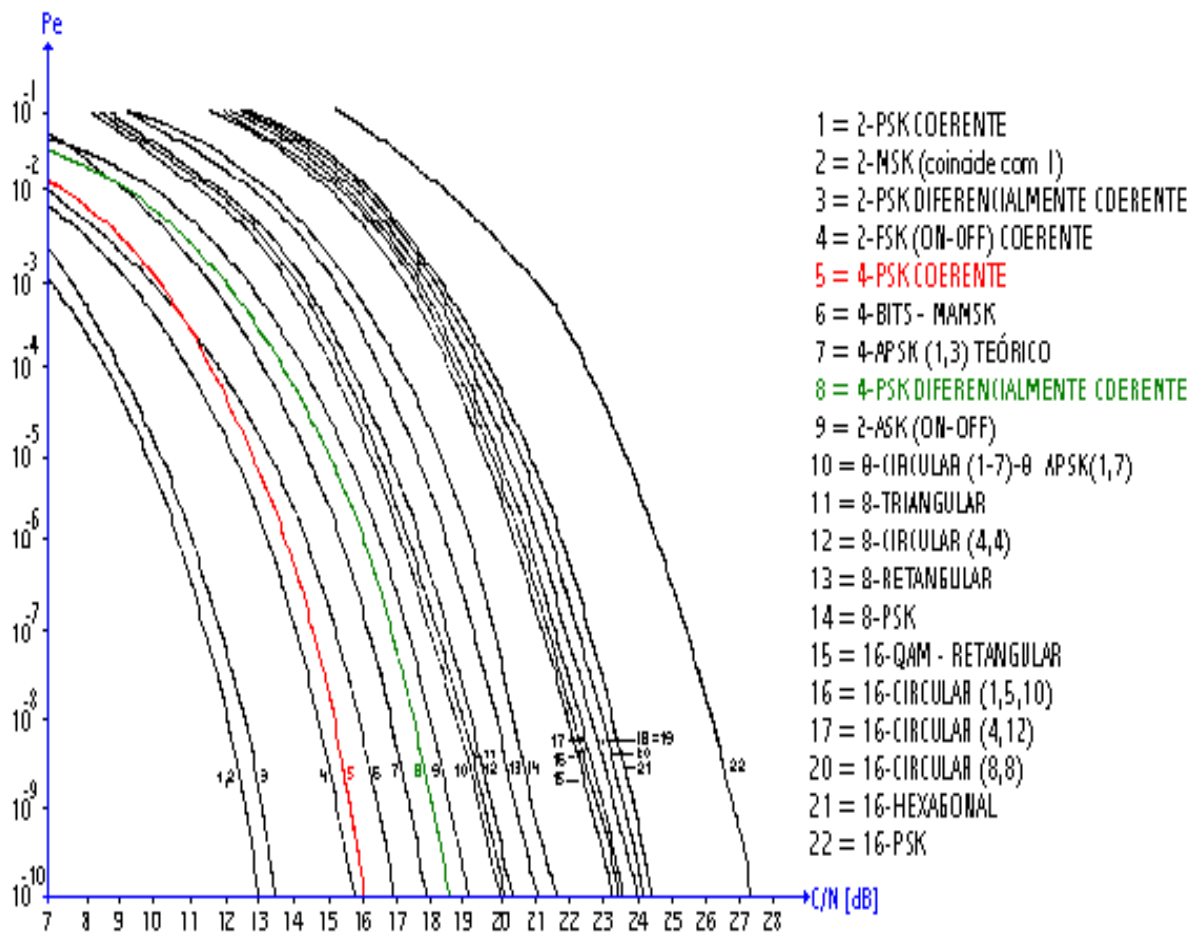


FIGURA 18. Curvas comparativas de diferentes técnicas de modulação.

Esse gráfico é uma amostra do modo chamado de “curvas cascadas”, que identifica a relação C/N requerida para se obter um desempenho de nível de BER para vários esquemas de modulações diferentes.

No método de modulação 2-PSK, cada fase da portadora é posicionada num ângulo de fase de 0° ou 180° , dependendo do sinal binário a ser modulado. Uma representação fasorial desse sinal pode ser vista na FIG. 19.

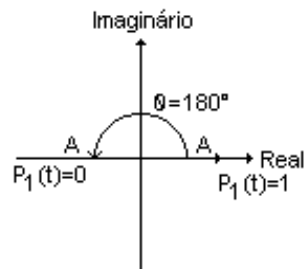


FIGURA 19. Plano dos estados de fase de um sinal 2-PSK.

A forma de onda 2-PSK pode ser representada como:

$$v(t) = A \cos [\omega_c t + \phi(t)] \quad (1)$$

onde A é uma amplitude constante e $\phi(t)$ é 0° , ou π radianos. Uma mudança de fase de π radianos, ou de 180° , é equivalente a uma multiplicação por -1 . Desta forma, um sinal 2-PSK também pode ser escrito como:

$$v(t) = A \cos \omega_c t \quad (2)$$

$$v(t) = -A \cos \omega_c t \quad (3)$$

As equações (2) e (3) correspondem aos dois estados de um sinal binário modulado $m(t)$. Se o sinal binário modulado for assim designado, esses dois estados são representados por $m(t)$ que assume valores de pico $+V$ ou $-V$ e, desse modo, as duas equações podem ser escritas numa forma combinada:

$$v(t) = m(t) / V \cdot A \cos \omega_c t \quad (4)$$

A equação (4) sugere a técnica de um circuito multiplicador para uma simples geração de sinal 2-PSK. Um multiplicador ideal (ilustrado na FIG. 20), fornece um sinal de saída que é o produto de dois sinais de entrada.

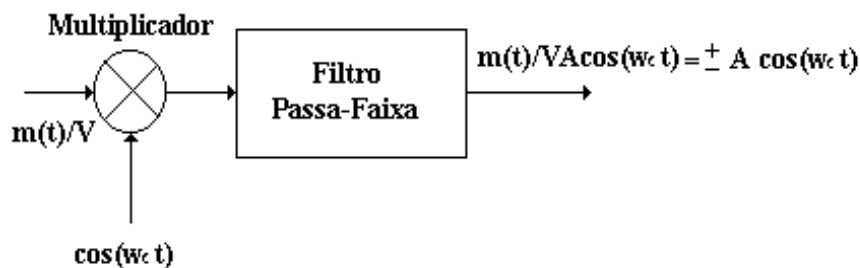


FIGURA 20 - Geração do sinal 2-PSK.

Na recepção, um sinal 2-PSK pode ser melhor demodulado se houver um circuito de sincronização. A FIG. 21 ilustra um demodulador síncrono.

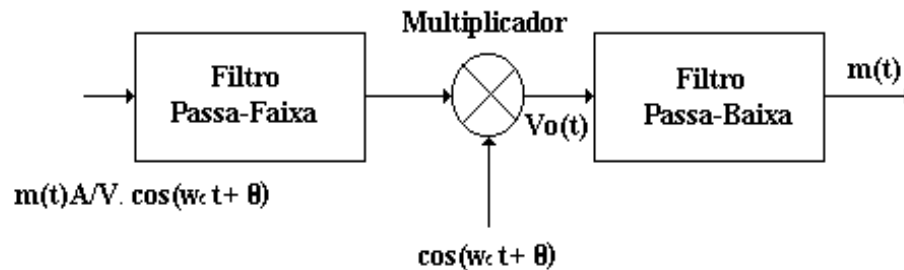


FIGURA 21. Demodulação sincronizada do sinal 2-PSK.

Note-se que uma mudança de fase “ θ ” foi indicada no sinal 2-PSK da FIG. 21. Essa mudança de fase é obtida em função do comprimento do enlace transmissor-receptor. Na saída de um demodulador síncrono ideal, obtém-se:

$$v_o(t) = \frac{1}{2} \frac{m(t)A}{V} + \frac{1}{2} \frac{m(t)A}{V} \cos 2(\omega_c t + \theta) \quad (5)$$

Na análise do circuito (FIG. 21), o filtro passa-baixa tem a função de recuperar o termo “quase-DC” que é o próprio sinal modulado desejado $\{m(t)\}$. O filtro poderá atenuar alguns componentes de alta frequência indesejados, se esse sinal apresentar alguma distorção. De qualquer modo, essa distorção não se torna importante, serve para melhorar o reconhecimento dos níveis lógicos “1” e “0” que são obtidos na flutuação da amplitude do sinal de saída do circuito demodulador. Se esse filtro passa-baixa tiver ótimo desempenho, no sentido de maximizar o sinal na presença de ruído, então ele poderá ser considerado um filtro casado.

No item 6.3.2, no Capítulo VI, estão especificados os parâmetros que definem o filtro passa-baixa implementado.

5.4.2 Técnica QPSK

Embora a modulação QPSK tenha sido aplicada essencialmente nas comunicações por satélites, ela também pode ser utilizada como um esquema de

modulação digital para as transmissões pelo sistema HFC. Suas principais vantagens, em relação a outras técnicas, estão determinadas por fatores como confiável compromisso com a eficiência espectral, robustez na presença de ruído, e fácil implementação.

A eficiência espectral QPSK é obtida pelo tipo de esquema de modulação utilizado que apresenta o sinal modulado em quatro distintos estados de fases. Isso determina uma eficiência teórica de 2 bit/s/Hz, sendo duas vezes mais eficiente do que a técnica 2-PSK que apresenta apenas dois estados de fase.

No esquema QPSK, o modulador de dados obtém consecutivos *dibits* (pares de bits), e os mapeia dentro de um dos quatro estados de fase. Esses estados de fase são normalmente mapeados pelo Código Gray e são definidos como: $\pi/4$ (45°), $3\pi/4$ (135°), $5\pi/4$ (225°) e $7\pi/4$ (315°). A principal vantagem desse código é a de diferenciar cada estado de fase adjacente a cada troca de bit. A Tabela 9 ilustra o padrão do código Gray designado para a técnica QPSK.

Dibits	Sinal de Fase
11	45°
01	135°
00	225°
10	315°

Tabela 8. Código Gray para QPSK.

Os estados de fase indicados na Tabela 9 são mantidos para um intervalo T_s (duração de símbolo) que iguala a duração de dois bits ($T_s = 2T$). Os quatro estados do código de Gray podem ser descritos, matematicamente, como:

$$m_{11}(t) = A \cos(\omega_c t + \pi/4) \quad (6)$$

$$m_{01}(t) = A \cos(\omega_c t + 3\pi/4) \quad (7)$$

$$m_{00}(t) = A \cos(\omega_c t + 5\pi/4) \quad (8)$$

$$m_{10}(t) = A \cos(\omega_c t + 7\pi/4) \quad (9)$$

A FIG. 22, ilustra o diagrama em blocos de um transmissor QPSK.

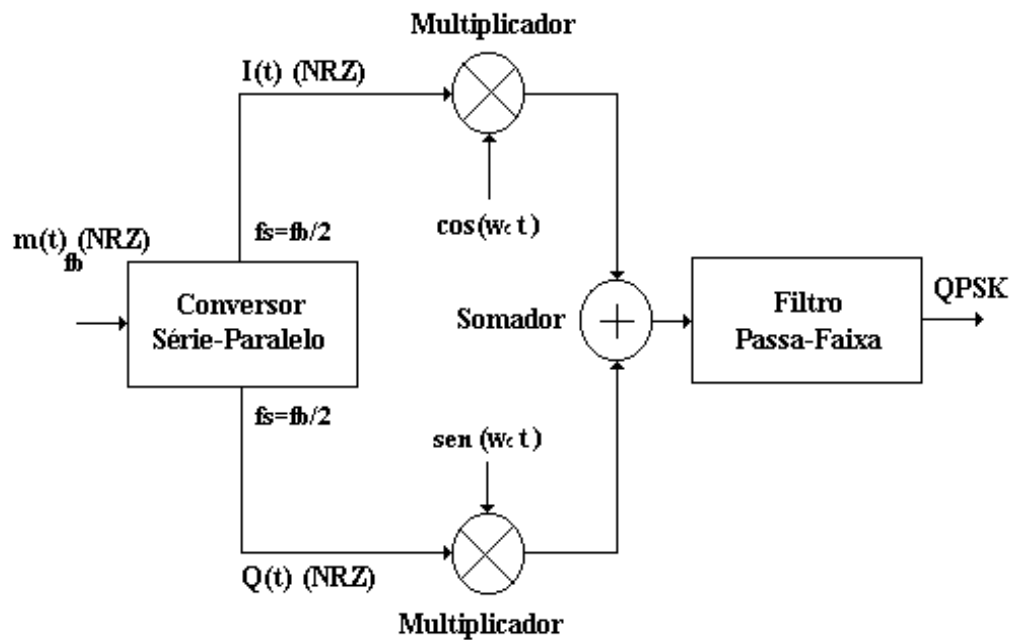


FIGURA 22. Transmissor QPSK.

Nessa figura, $I(t)$ é chamado de canal em fase, e $Q(t)$ é chamado de canal em quadratura. Cada quadratura indica uma mudança de fase de 90° ($\pi/2$ radianos).

A FIG. 23 ilustra a relação entre os sinais de dados na entrada do circuito e os sinais presentes nos canais I e Q (FIG 22). Note que a taxa de símbolo (T_s) se iguala à metade da taxa de dados da entrada (T), ou seja, $T_s = 2T$.

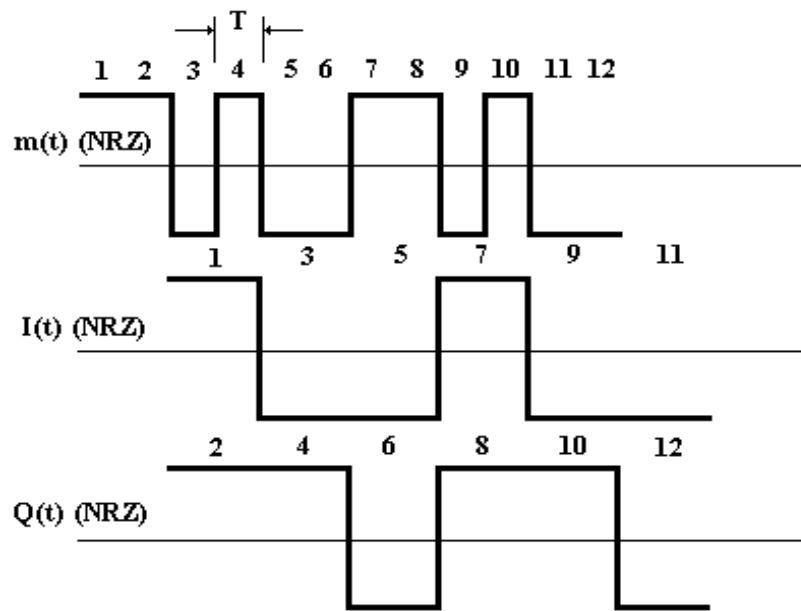


FIGURA 23. Relação entre o fluxo de dados com os canais I e Q.

Os números presentes na FIG. 23 indicam que o bit 1 é atrasado e expandido como símbolo 1, no canal I; e o bit 2 é atrasado e expandido como símbolo 2, no canal Q. O primeiro dibit transmitido é formado por 11, dessa forma, durante o primeiro período de símbolo, os canais I e Q apresentam o dado binário 11; o segundo dibit que surge, em I e Q, durante o segundo período de símbolo, é 01. Também, é importante notar que todo o fluxo de dados binários nesse sistema é “sem retorno ao zero” (*nonreturn to zero – NRZ*), fornecendo apenas valores normalizados de +1 e -1.

Os dados I e Q constituídos são aplicados na entrada de circuitos multiplicadores (FIG. 22) que atuam separadamente como moduladores balanceados. O sinal $I(t)$ é multiplicado por uma portadora gerada localmente ($\cos \omega_c t$), e o sinal $Q(t)$ é multiplicado por uma portadora local defasada em 90° ($\sin \omega_c t$), constituindo, efetivamente, dois sistemas 2-PSK paralelos. A FIG. 24 ilustra o diagrama de vetores do sinal na saída dos dois moduladores balanceados.

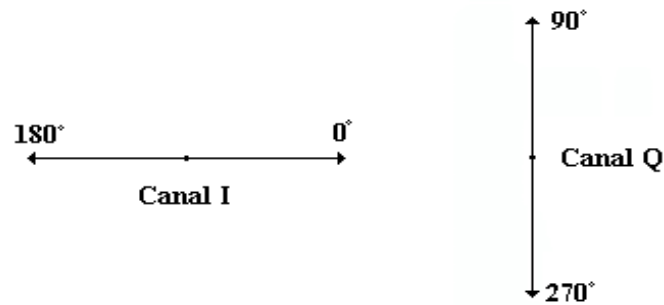


FIGURA 24. Relação vetorial na saída dos moduladores balanceados I e Q.

A saída do canal I é formada por um sinal 2-PSK com estados de fases 0° (ou 180°), e a saída do canal Q é formada por um sinal 2-PSK com estado de fase de 90° (ou 270°).

A FIG. 25 ilustra a soma vetorial desses dois canais na saída do circuito somador; esse sinal é aplicado na entrada do filtro passa-faixa (FIG. 22) utilizado para limitar o espectro do sinal QPSK.

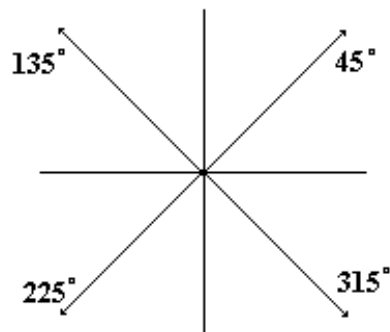


FIGURA 25. Soma vetorial dos canais I e Q.

Para receber os dados modulados é utilizado um receptor QPSK. A FIG. 26, ilustra o diagrama em blocos de circuito demodulador QPSK.

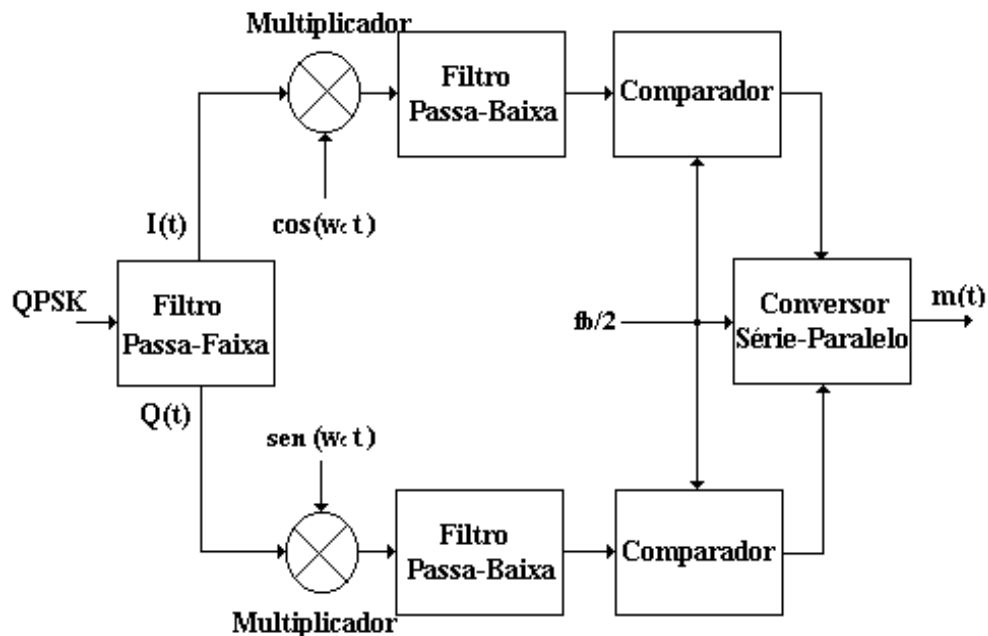


FIGURA 26. Receptor QPSK.

O filtro passa-faixa colocado na entrada do receptor (FIG. 26) é usado para reduzir o ruído e a interferência dos sinais que acessam o circuito. A saída desse filtro é dividida entre os canais I e Q. Os sinais desses canais são demodulados coerentemente através de portadoras geradas localmente. Observe que o canal I é deslocado em fase 90° ($\sin \omega_c t$) em relação ao canal Q.

Os filtros passa-baixas removem os produtos de alta ordem gerados pelo processo de demodulação, produzindo um sinal de banda base, relativo a cada canal I e Q do receptor.

Os sinais no circuito comparador são amostrados na taxa de símbolo igual à $f_b/2$. O tempo de relógio (*clock*), da taxa de símbolo, está sincronizado com os canais I e Q. Na saída do circuito comparador, se aparecer um nível lógico 1, o valor amostrado é positivo; caso contrário, é indicado um nível lógico 0 na saída.

Finalmente, o circuito conversor série/paralelo produz um o fluxo de dados binários único na saída do receptor.

5.5 Comparação de desempenho

Para evidenciar as características da técnica QPSK, definiremos alguns conceitos básicos de dois critérios utilizados para comparar os esquemas de modulação, que são a **eficiência de espectro**[3] - que indica o número de bits transmitidos por unidade de largura de banda modulada, e a **energia de bit** - utilizada em cada estado de transmissão ocorrido. A primeira análise determina como os vários sinais de retorno podem ser comprimidos dentro de uma largura de faixa limitada, e a segunda indica o quanto alta necessita ser a relação portadora/ruído para possibilitar a transmissão desses sinais.

5.5.1 Eficiência de espectro (bits por segundo por hertz)

A eficiência espectral é determinada pela divisão da taxa de bit pela largura de faixa do sinal modulado. Essa largura de faixa é obtida em função do filtro projetado no modulador e no detector. A base do esquema de modulação binária ocorre quando a largura de faixa modulada se iguala a um bit por segundo por Hz. A técnica QPSK tem duas vezes a eficiência espectral da técnica 2-PSK, portanto as técnicas em quadratura não incrementam a largura de faixa do canal utilizado. Baseado nessa aproximação, o método M-PSK¹, com tamanho de símbolo $q = \log_2 M$ bits, possui uma eficiência espectral de “ q ” bits/s/Hz. O método M-QAM² possui uma eficiência de “ q ” bits/s/Hz, dessa forma também transmite uma seqüência de $q = \log_2 M$ bits em todo o ciclo da portadora. Em síntese, a técnica QPSK, que é equivalente a 4-PSK ($q=2$), tem uma eficiência espectral de 2 bits/s/Hz e, a técnica 64-QAM ($q=6$), transmite 6 bits/s/Hz.

5.5.2 Energia do sinal (bit)

A medição usual da transmissão digital é a taxa de erro de bit (BER), que é a probabilidade de um erro ocorrer. Por exemplo, um BER de 1×10^{-9} indica que a probabilidade de produzir um erro de 1 bit, é de 1 em 1 bilhão. Como no sistema de transmissão digital é usado um circuito de decisão que determina o valor (estado) de um símbolo recebido, isso torna a medida de BER facilitada.

¹ O esquema M-PSK estabelece uma modulação de fase com mais de um par de estados por eixo.

² O esquema M-QAM estabelece uma modulação de fase e amplitude combinadas com mais de um par de estados por eixo.

A distribuição do diagrama de estados de um fluxo de dados QPSK, gerado num monitor de osciloscópio, oportuniza uma amostra da acumulação de pontos correspondentes à amplitude de sinal versus o ângulo de fase, tal como apresentado na FIG. 27.

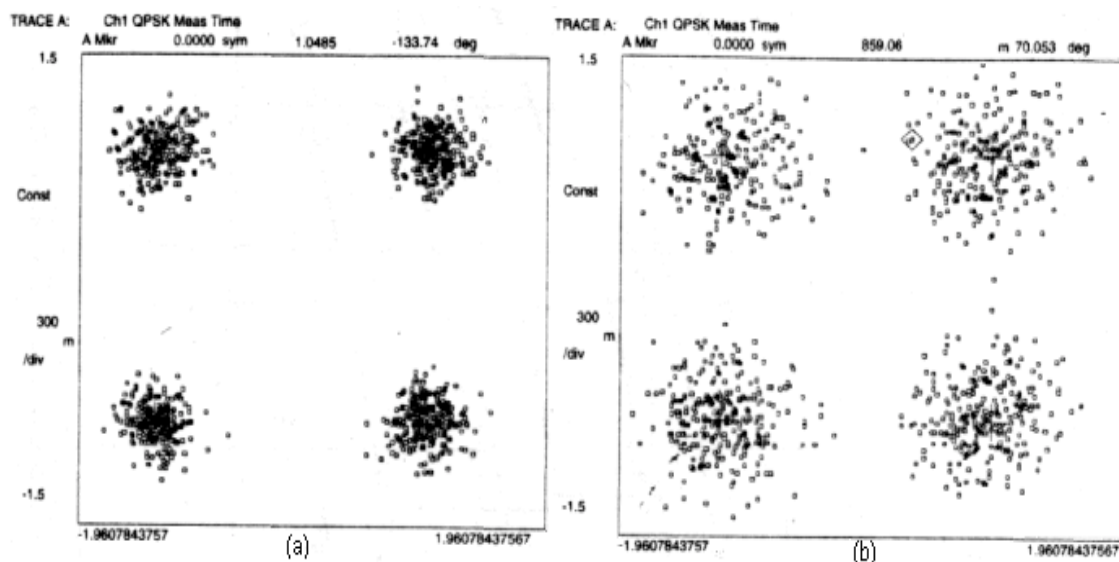


FIGURA 27. Diagrama de estado para transmissão QPSK[3].
(a) C/N=28dB, BER=1x10⁻⁹ (b) C/N=11dB, BER=6x10⁻⁴.

No diagrama de estado da FIG. 27, preferencialmente deveriam ser observados quatro pontos bem definidos. Mas, de fato, observam-se borrões em cada estado focado. Isso é uma indicação da presença de ruído no canal de transmissão que provoca um deslocamento nos pontos do sinal.

Pelo que pode ser observada, na comparação da FIG. 27(a) com a FIG. 27(b), esta última possui um desempenho pior na transmissão de dados, o que facilita a deterioração do sinal e pode confundir o circuito de decisão, alterando a interpretação do estado de cada bit transmitido. O meio para minimizar essa confusão está em incrementar a potência do sinal, sem incrementar a potência de ruído. No diagrama de estado isso equivale a movimentar radialmente para fora os pontos da constelação, sem incrementar a área borrada. A idéia-chave aqui é que, se o ruído for mantido constante, uma maior energia do bit irá determinar uma melhor condição de BER. Essa

forma de observação pode ser um meio de comparação de desempenho dos diferentes esquemas de modulação.

Pela análise das potências de sinais e ruídos, fica claro que o método de modulação que colocar a maior distância entre os pontos da constelação poderá possuir o melhor BER. Isso pode ser observado pela comparação das técnicas QPSK (ver FIG. 28) e 16-QAM (ver FIG. 29).

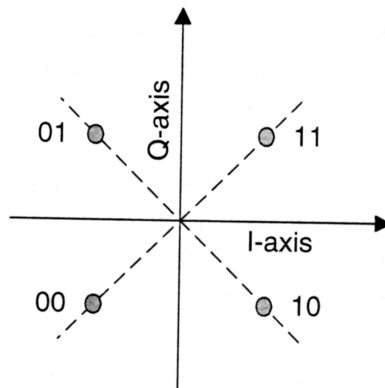


FIGURA 28. Diagrama de estado QPSK.

Uma amplitude de sinal consideravelmente maior é requerida em 16-QAM, se os estados forem separados tão amplamente como para o sinal QPSK. Dessa forma, a necessidade de uma potência maior para o sinal é o preço pago para que a técnica 16-QAM obtenha uma maior eficiência de largura de faixa.

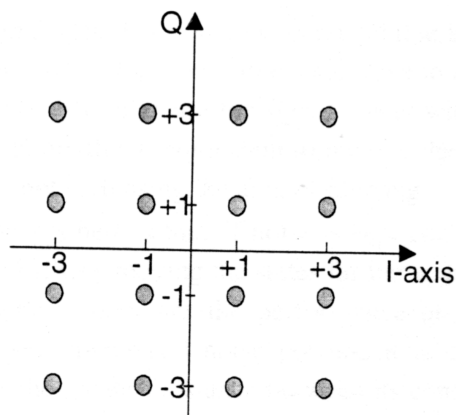


FIGURA 29. Constelação 16-QAM.

5.6 Avaliação da taxa de erro

As interferências presentes no canal de retorno causam deteriorações variáveis, redução na relação portadora/ruído (C/N) e, conseqüentemente, degradação na taxa de erros. Segundo dados experimentais [18], é caracterizado que a distribuição de amplitude dos fatores de deterioração variáveis e invariáveis se aproxima de uma distribuição gaussiana. O efeito desses fatores na taxa de erros de bit é medido em termos dos níveis de potência.

O sinal modulado QPSK que chega ao receptor está limitado em frequência devido aos filtros passa-faixas de transmissão e recepção utilizados. Com isso, o ruído degradante oriundo da rede, que é somado ao sinal de recepção, é um ruído gaussiano limitado em faixa e centrado na frequência portadora. Neste caso, o sinal QPSK recebido pode ser escrito da seguinte forma:

$$V_{QPSK}(t) = A \cos(\omega_c t + \phi) + n_c(t) \cos(\omega_c t + \theta) - n_s(t) \sin(\omega_c t + \theta) \quad (7)$$

onde:

- a) θ : é uma constante de fase arbitrária;
- b) $n_c(t)$ e $n_s(t)$: são variáveis aleatórias independentes com média zero e distribuição gaussiana;
- c) ϕ : são os estados de fase do sinal QPSK;
- d) A : é uma amplitude da portadora recebida.

Num demodulador síncrono, onde a portadora de referência local é sincronizada com a portadora do transmissor, o sinal demodulado passa por um filtro passa-baixas com frequência de corte na ordem da taxa de símbolos. Desta demodulação, que é decorrente da translação do espectro de FI para a banda básica (tanto do sinal QPSK, quanto do ruído degradante limitado em banda), resulta num sinal de saída $y(t) = \pm A + n_i(t)$, supondo filtragem ótima. O ruído $n_i(t)$, em banda básica, degrada a relação C/N no receptor, prejudicando, dessa forma, a decisão do sinal de informação e degradando a taxa de erro de símbolos do sistema.

O cálculo da probabilidade de erro é, convencionalmente, apresentado numa relação denominada E_b/N_0 , onde E_b é a energia de bit, e N_0 é a densidade de potência de ruído (potência de ruído na largura de banda de 1 Hz). Essa relação pode ser usada para calcular qual o valor de E_b/N_0 é necessário para se obter um BER desejado.

Depois que E_b/N_o é conhecido, a taxa portadora/ruído (C/N) requerida, para que o BER possa ser calculado, é obtida pela relação:

$$C / N = (E_b / N_o)(R / B), \quad (8)$$

onde:

- a) B= a largura de banda do ruído (associado com o filtro no detector);
- b) R = a taxa de transmissão de bit (bits/s).

A Tabela 10 abaixo, apresenta uma descrição geral das características dos desempenhos de diferentes tipos de modulação.

Esquema	Eficiência de Largura de Banda	C/N Requerida	Rejeição de Interferência	Complexidade
FSK	Baixa	Baixa	Média	Baixa
PSK	Média	Média	Média	Baixa
ASK	Média	Alta	Média	Baixa
M-FSK	Baixa	Baixa	Média	Média
M-PSK	Alta	Alta	Baixa	Média
M-QAM	Alta	Média	Baixa	Alta

Tabela 9. Comparação de desempenho das principais técnicas de modulação.

Capítulo 6

Implementação Simulada do Modem QPSK

6.1 Vantagens da simulação

A simulação eletrônica é uma abordagem geral para o estudo de problemas e pode ser amplamente utilizada pela engenharia, tornando-se uma ferramenta importante à tomada de decisões em situações que requeiram planejamento e manipulação de dados. Mesmo que os investimentos em equipamentos e programas demandem um volume razoável de recursos, a simulação eletrônica é altamente rentável pois determina uma precisão nas respostas fornecidas, diminuindo, desta forma, os riscos com eventuais perdas operacionais.

Apesar da complexidade que envolve esse recurso, seu uso é altamente justificado para a construção de modelos de qualquer natureza (físicos, matemáticos, elétricos, etc), sendo muito eficaz e versátil no estudo de diferentes problemas. Em termos práticos, a simulação consiste na construção de modelos de sistemas reais (ou que poderão existir) que, através do uso do computador, possibilitam a realização de experimentos com várias alternativas.

Com o crescimento da complexidade das redes HFC e a evolução dos sistemas computacionais, a simulação aparece como uma ferramenta eficiente no tratamento de situações encontradas, ou projetadas, pelos sistemas de CATV. Esse recurso deverá ser utilizado pelas operadoras para a criação de modelos de redes de acesso que permitam maior confiabilidade na implantação de novos sistemas, obtendo respostas rápidas que possibilitem a comparação de diversos cenários.

6.2 O simulador MODEM QPSK

O simulador MODEM QPSK é um aplicativo para desenvolvimento e análise de dispositivos e sistemas de comunicação em geral, desenvolvido no Departamento de Microonda e Óptica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP. A implementação do simulador surgiu da necessidade de se ter à

disposição um ambiente aplicativo que permitisse a modulação e demodulação de sinais QPSK de alta velocidade, tendo como objetivo a realização de testes nos sistemas de comunicação HFC, particularmente nos sinais utilizados pelo canal de retorno.

O projeto para esse modelo de laboratório prevê a utilização de um programa de fácil compreensão, com alta confiabilidade e plenamente interativo ao usuário, nos parâmetros físicos, tais como, tipo de cabo, comprimento de lance, frequência de canal, taxa de transmissão de bits e níveis de sinais. Como resultado, obtém-se um simulador com a capacidade de prover várias opções de transmissão pelo canal de retorno.

6.3 Metodologia de implementação

A delimitação da abrangência do simulador, parte da constatação referida no Capítulo 4, onde se configura que, noventa e cinco por cento do ruído perturbador presente no canal de retorno tem, como ponto de ingresso, o seguimento compreendido pelo cabo coaxial de acesso e o equipamento modulador (cabo modem) instalado na residência do assinante. Com base nessas premissas, o circuito proposto (FIG. 30) fica constituído pelos seguintes módulos: modulador e demodulador (QPSK), cabo coaxial (RG11A/U), oscilador (22 MHz), fonte de dados digitais (10 Mbits/s).

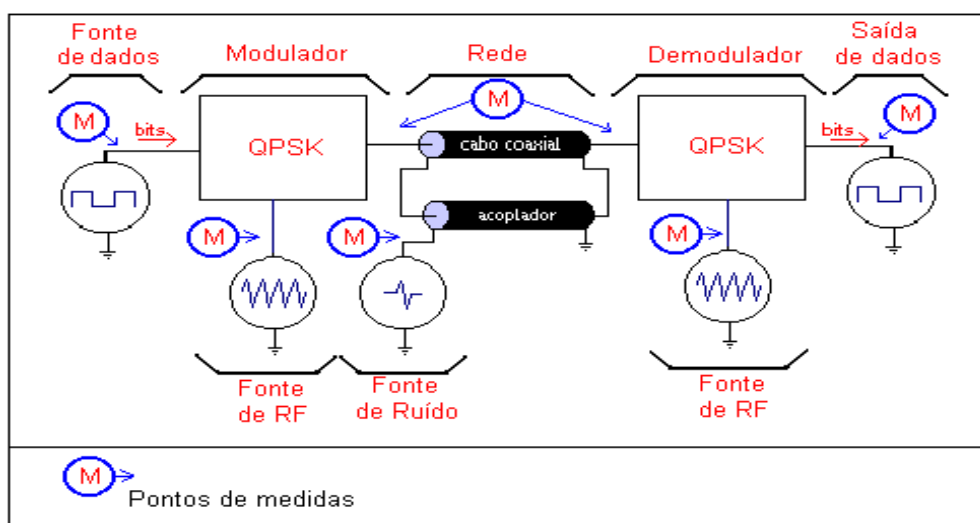


FIGURA 30. Diagrama da plataforma de testes.

Os bits gerados pela **fonte de dados** podem ser alterados, tanto na cadência de ocorrência, quanto na velocidade de transmissão. Para isso, o operador deverá ajustar os parâmetros dessa fonte. A portadora de 22 MHz, que foi escolhida por ser a frequência central dentro de espectro do canal de retorno, pode ser trocada por outra frequência de teste; para isso basta alterar-se os parâmetros da **fonte de RF**. A conexão entre os circuitos de transmissão e recepção, é realizada por um **cabo coaxial** RG11A/U padrão, mas pode-se optar por outro tipo de cabo coaxial disponível na biblioteca do Programa PSpice.

Para incrementar os testes no trecho da rede de *drop*, está previsto o uso de uma **fonte de ruído** capaz de gerar sinais aleatórios que podem configurar vários níveis de potência, simulando, dessa forma, os ruídos de ingresso que afetam o espectro do canal de retorno. Através dos **pontos de medidas** é possível a verificação dos níveis e das formas de ondas dos sinais testados pela plataforma de testes.

Com todos os recursos apresentados, o circuito simulador MODEM QPSK torna-se uma ferramenta computacional capaz de prever as mesmas condições elétricas encontradas por um sinal modulado no trecho coaxial de acesso de um assinante HFC interativo.

6.4 Recursos computacionais empregados

A plataforma mínima[12] para o desenvolvimento do simulador MODEM QPSK, compreende:

- Software Designer Center da MicroSim Corp. (Versão 5.3);
- Módulo Schematics, Módulo Probe, Módulo PSpice;
- Software Windows 97;
- Microcomputador Pentium 133 MHz, com processador matemático;
- Impressora jato de tinta.

6.5 Implementação do MODEM QPSK

O processo de construção de sistemas e dispositivos utilizando ambientes de simulação tem como objetivo principal, representar modelos que sejam fieis à realidade a qual se destinam.

O modelamento de redes HFC é uma tarefa exigente que requer a conciliação dos conhecimentos específicos de diversos componentes da arquitetura HFC, com os de eletrônica e de programação.

Para simular uma transmissão digital pelo seguimento crítico da rede HFC, o simulador MODEM QPSK foi dividido em três etapas: modulador, demodulador e rede de acesso. Essas etapas são constituídas por circuitos eletrônicos simulados. A identificação dos resultados do comportamento dos circuitos é obtida em telas disponíveis pelo programa utilizado.

No Anexo I, deste trabalho, estão identificados os componentes e seus valores nominais utilizados e, Anexo II está apresentado o circuito completo do MODEM QPSK simulado.

6.6 Etapa moduladora QPSK

Para simular a geração e transmissão digital proveniente de um terminal de dados qualquer pela rede coaxial HFC, foi concebida uma **etapa moduladora QPSK** [13], formada pelos módulos apresentados pela FIG. 31.

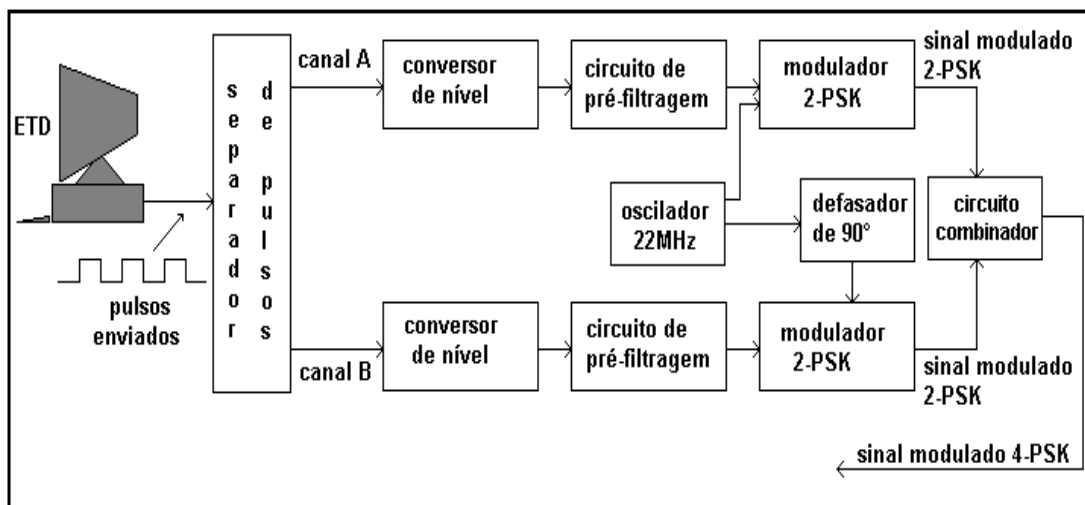


FIGURA 31. Diagrama em blocos da etapa moduladora QPSK.

Pela FIG. 31 identificam-se os módulos:

- a) **gerador de pulsos digitais** – que representa o equipamento terminal de dados (ETD);

- b) **separador de pulsos** - divide os dados em canais A e B;
- c) **conversor de nível** - converte o sinal digital para o formato NRZ;
- d) **pré-filtragem** - elimina as distorções;
- e) **modulação bifásica 2-PSK** - converte o sinal digital para um formato conveniente para ser transmitido pelo sistema HFC;
- f) **oscilador de 22 MHz** - gerador de portadora que acessa o modulador do canal A;
- g) **defasador de ângulo de RF** - circuito defasador de 90° que acessa o modulador do canal B;
- h) **combinador QPSK** - realiza a soma dos sinais dos canais A e B que formam o sinal QPSK.

Devido ao uso de módulos redundantes na composição da etapa moduladora que forma os canais A e B, resumiremos as análises de funcionamento apenas para os módulos definidos para o canal A. Para a simulação do MODEM QPSK, todos os módulos da FIG. 35 foram transformados em circuitos elétricos compatíveis com a versão 5.3 do Programa Pspice (APÊNDICE A).

6.6.1 Circuito separador de pulsos

A velocidade de bits transmitidos pelo ETD, do diagrama da FIG. 35, está especificada em 10 Mbit/s, com uma probabilidade de 50% de ocorrência para cada estado lógico “0” e “1”. Como o tratamento de sinais de dados que acessam a etapa moduladora é realizado em dois canais independentes (A e B), o efeito da separação dos pulsos que atacam cada canal, foi obtido através do uso de duas fontes digitais transmitindo separadamente. Os sinais dessas fontes compõem dois trens de pulsos síncronos à taxa de 5 Mbit/s cada.

Para definir essas fontes foram utilizados os recursos da biblioteca VPULSE (*independent voltage source*) disponível no Programa PSpice. A FIG. 32, identifica a janela de escolha (*Get Part*) dessa biblioteca.

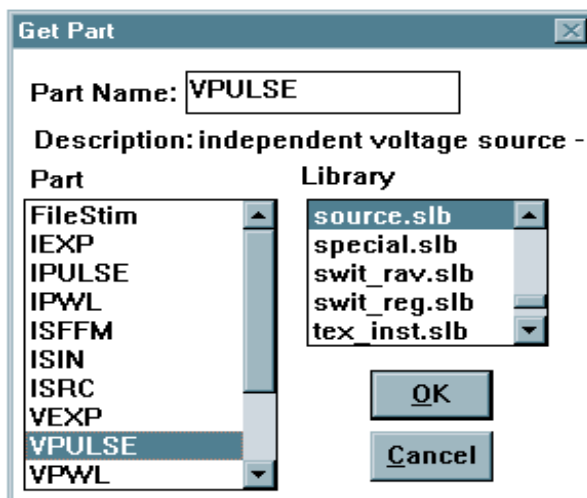


FIGURA 32. Biblioteca das fontes de sinais.

A representação gráfica das fontes (VPULSE), implementadas nos canais A e B, apresentam as características observadas na FIG. 33.

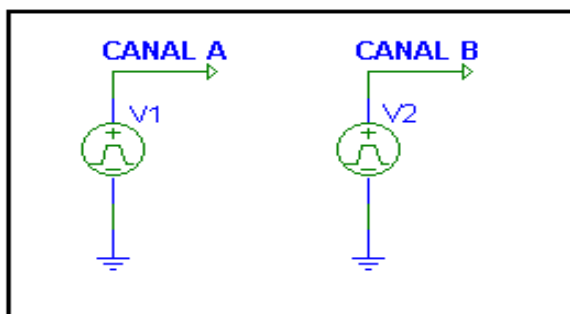


FIGURA 33. Fontes digitais dos canais A e B.

A característica da forma de onda dos pulsos, fornecida pela fonte VPULSE, é mostrada na FIG. 34.

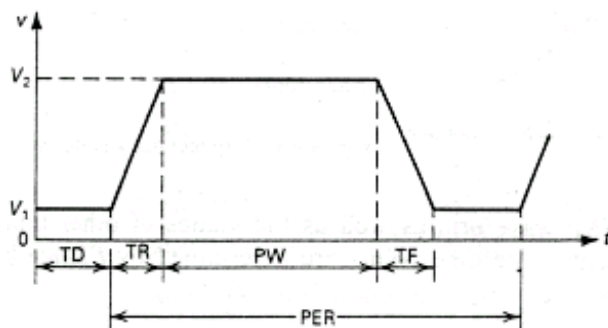


FIGURA 34. Forma de onda do tipo “pulso”.

Os parâmetros utilizados para definir o trem de pulsos utilizado estão especificados na Tabela 11.

NOME	DEFINIÇÃO	UNIDADE
V1	voltagem inicial	volts
V2	voltagem do pulso	volts
TD	Tempo de retardo	segundos
TR	Tempo de subida	segundos
TF	Tempo de descida	segundos
PW	Comprimento do pulso	segundos
PER	Período	segundos

Tabela 10. Parâmetros da fonte de pulsos.

Para que a fonte de sinais digitais do canal A possa transmitir dados a 5 Mbit/s foram utilizados os parâmetros da janela de configuração da fonte VPULSE ilustrados na FIG. 35.

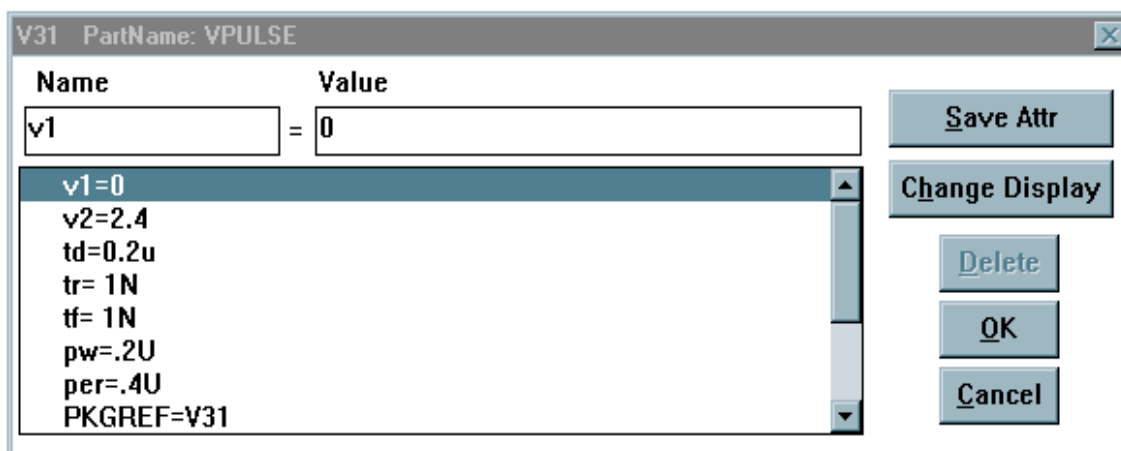


Figura 35. Configuração da fonte de sinais digitais do canal A.

Como se observa, pela FIG. 35, os níveis de tensão (**v1** e **v2**), empregados pelos bits 0 e 1, definem ao sinal de “marca” (1), nível correspondente de 2,4 volts e, para o sinal de “espaço” (0), o nível é igual a zero volt. Em relação ao período de duração de cada sinal (**pw**), foi utilizado o período de 0,2 μ s. O tempo de início de pulso (**td**) foi especificado em 0,2 μ s, definindo o sinal de espaço como primeiro bit a ser transmitido.

Através dessa configuração, obteve-se a seqüência de pulsos digitais que acessam o canal A do modulador implementado. Através de uma janela de 2 μ s de amostragem, é possível a visualização dos sinais de dados gerados por essa configuração, que estão apresentados na FIG. 36.

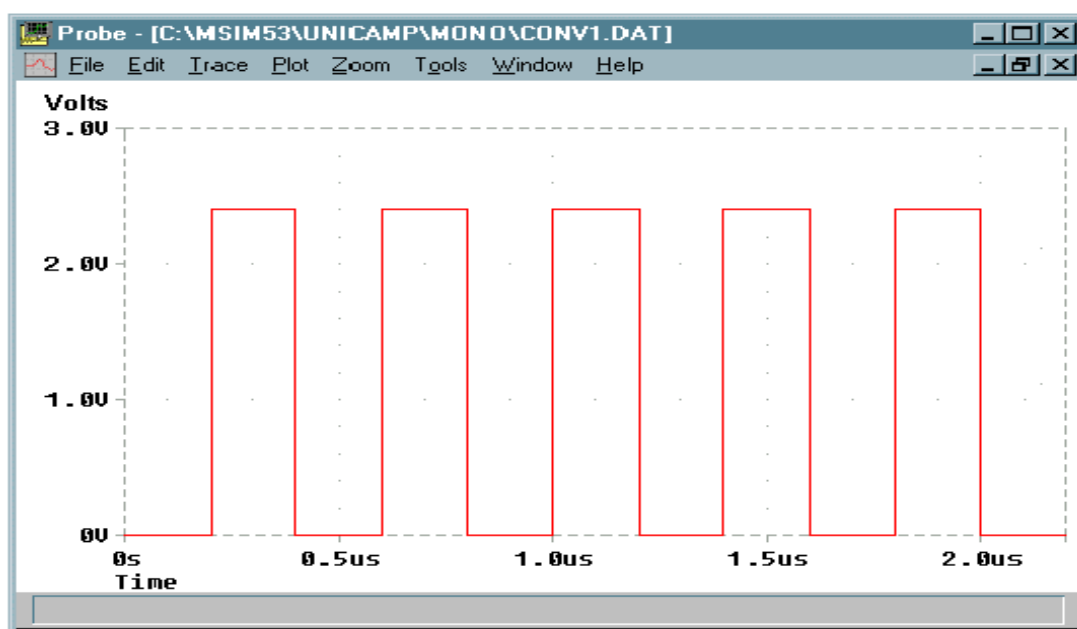


FIGURA 36. Sinal digital de dados que acessa o canal A.

Para configurar o sinal de dados que acessa o canal B, à taxa de 5 Mbit/s, foram utilizados os parâmetros apresentados na FIG. 37.

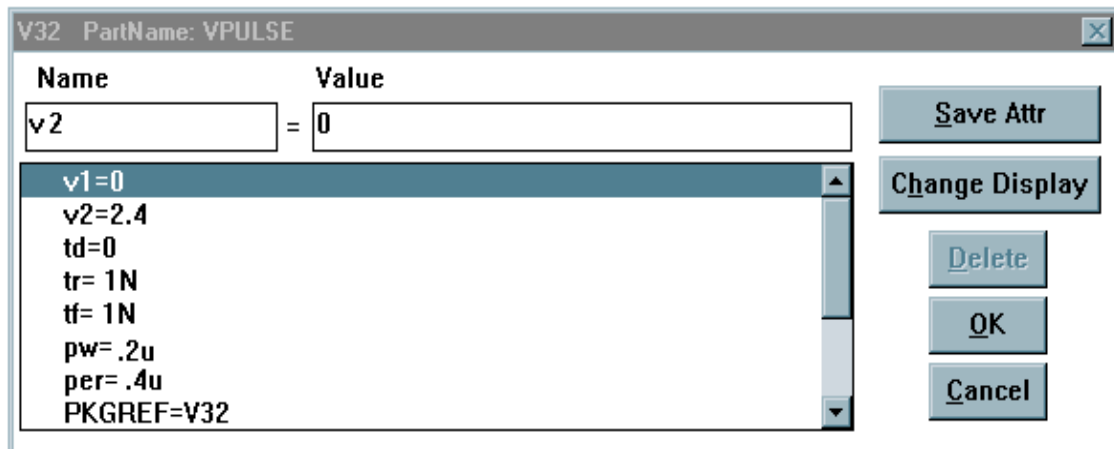


FIGURA 37. Configuração da fonte de sinais digitais do canal B.

Os níveis de tensão (**v1** e **v2**) empregados pelos bits 0 e 1 correspondem a zero volt e 2,4 volts, respectivamente. O período de duração de cada bit (**pw**) é de 0,2 μs , idêntico ao canal A, e o tempo de início de pulso (**td**) é de 0 μs . Com isso, o primeiro bit transmitido é o bit 1, como pode ser observado pela FIG. 38.



FIGURA 38. Sinal digital de dados que acessa o canal B.

6.6.2 Circuito conversor de nível

Os sinais de dados provenientes do circuito separador de pulsos são convenientemente tratados pelo circuito conversor de nível, antes de ingressarem no circuito modulador. Esses sinais, para desempenharem um melhor efeito no chaveamento dos diodos empregados pelo modulador, são convertidos em sinais NRZ bipolares em banda básica. Isso permite um melhor desempenho do circuito implementado. A FIG. 39 mostra como são tratados os sinais digitais dos canais A e B, pelos circuitos conversores de níveis.

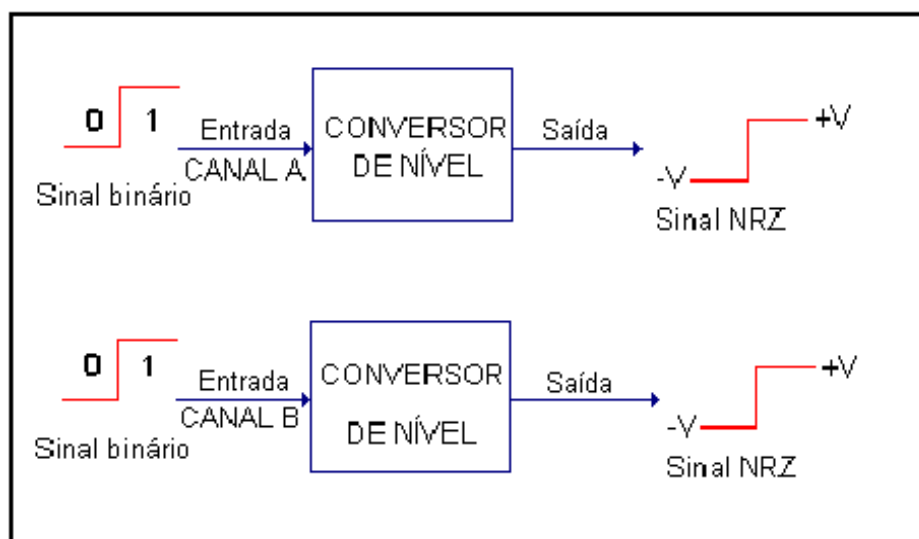


FIGURA 39. Tratamento do sinal digital pelo circuito conversor.

O nível de referência dos sinais NRZ bipolares produzidos pelo circuito conversor é definido da seguinte forma: estado "0" nível = " $-V$ ", e estado "1" nível = " $+V$ ". Como os bits enviados pelos canais A e B são tratados de forma transparente e independente da seqüência de bits, os circuitos conversores utilizados por esses canais podem ser idênticos. O circuito conversor utilizado pelo simulador pode ser visto na FIG. 40 [14].

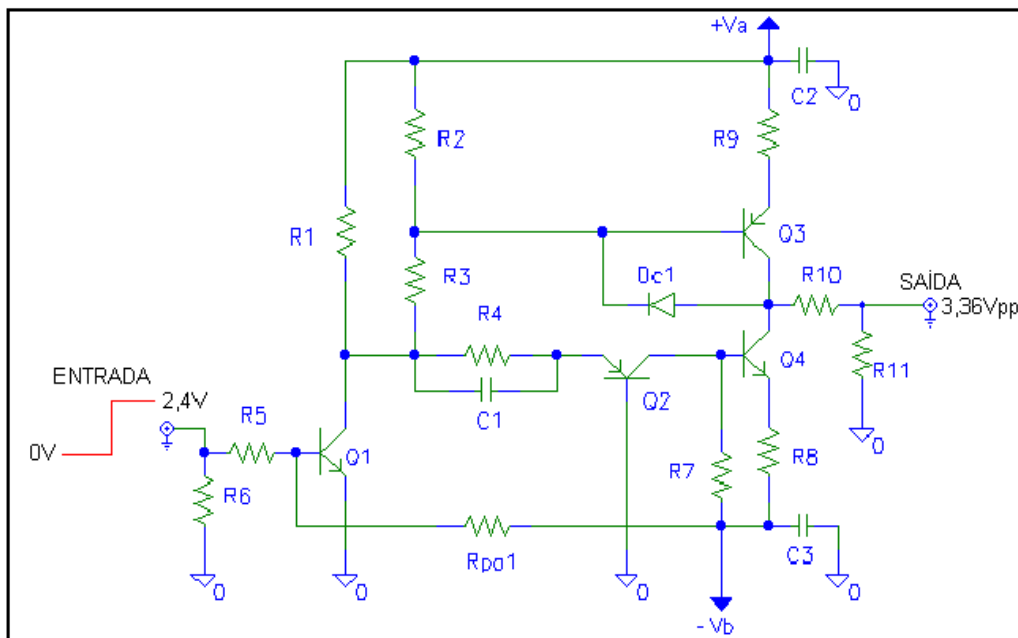


FIGURA 40. Esquema do circuito conversor de nível.

O princípio de funcionamento do conversor de nível é dado a partir da presença dos sinais “0” ou “1” na entrada do circuito. A impedância de entrada é representada pelo resistor R6 (50 Ω). A presença de um bit “0”, que corresponde a zero volt (espaço), na base do transistor Q1, provoca o corte desse transistor. O coletor de Q1 permanece alto através de R1. Desse modo, a base de Q3 sobe, mantendo Q3 transistor cortado. O emissor de Q2 sobe levando-o à condução e, conseqüentemente, saturando Q4, que, por sua vez, coloca uma tensão negativa na carga de saída de 50 ohms (R11).

Para um nível “1” (marca), o transistor Q1 satura, cortando Q2 e Q4. A base de Q3 desce saturando esse transistor, colocando uma tensão positiva na carga de saída. O diodo de germânio Dc1 evita que Q3 sature completamente, diminuindo os tempos de subida e descida do sinal de saída. O mesmo acontece com o capacitor de *by-pass* C1. Os resistores R8, R9 e R10, aumentam a impedância de saída do circuito para aproximadamente 50 Ω . O resistor Rpa1, ajusta corretamente o cruzamento de zero do sinal NRZ bipolar de saída. Para uma implementação de circuito experimental, poderíamos utilizar um resistor ajustável nesse ponto. As fontes de alimentação +Va (4,0 V) e -Vb (-3,6 V) do circuito são obtidas a partir de fontes de alimentação Vcc

extraídas da biblioteca VSCR do PSpice. Essa fonte corresponde a uma fonte cc estabilizada. A FIG. 41 apresenta a janela dessa biblioteca.

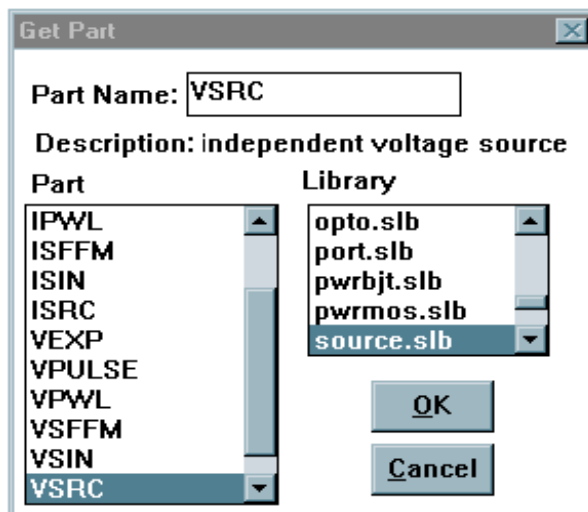


FIGURA 41. Biblioteca da fonte de alimentação.

A FIG. 42, apresenta as fontes V_a e V_b que realizam a alimentação do circuito conversor.

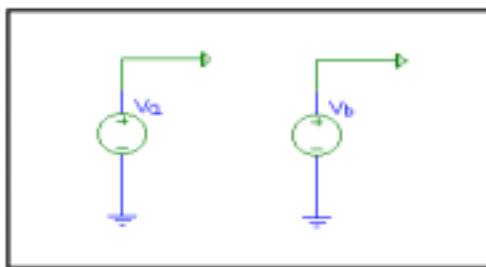


FIGURA 42. Fonte V_{cc} (V_a e V_b).

A FIG. 43 apresenta a tela com os parâmetros utilizados pela fonte V_a . Para configurar essa fonte são utilizados os seguintes parâmetros: $DC=+4$ volts, indicando o nível de amplitude da fonte, e $AC=0$ volt, indicando o nível de oscilação alternada (*ripple*) do sinal cc.

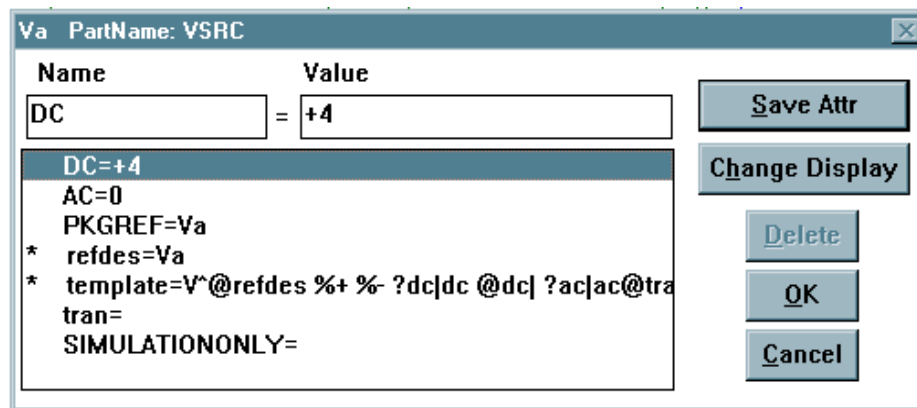


FIGURA 43. Configuração da fonte Va.

A configuração da fonte Vb possui os parâmetros descritos na FIG. 44. Essa fonte tem um nível de amplitude “dc” igual a $-3,6$ volts e um valor de oscilação “ac” (*ripple*) igual a 0 volt.

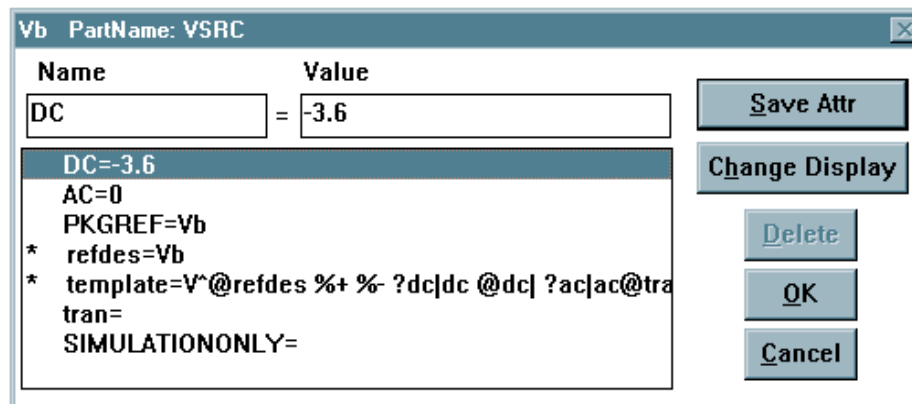


FIGURA 44. Configuração da fonte Vb.

A FIG. 45, apresenta as formas de ondas do conversor de nível, obtidas na entrada e saída do circuito conversor.

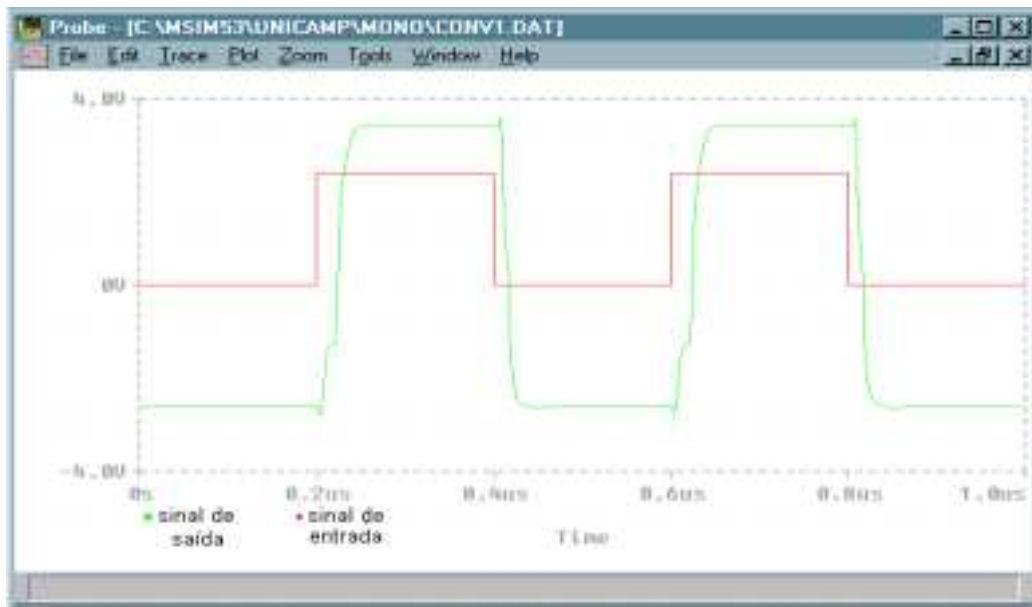


FIGURA 45. Sinais de entrada e saída do circuito conversor - canal A.

Na FIG. 45, observa-se a correspondência entre os sinais de marca (sinal +V) e espaço (sinal -V). Note que a distorção na saída do canal A é mínima. Para representar as formas de onda, relativas ao circuito conversor do canal B, a FIG. 46 apresenta os sinais de entrada e saída desse circuito.

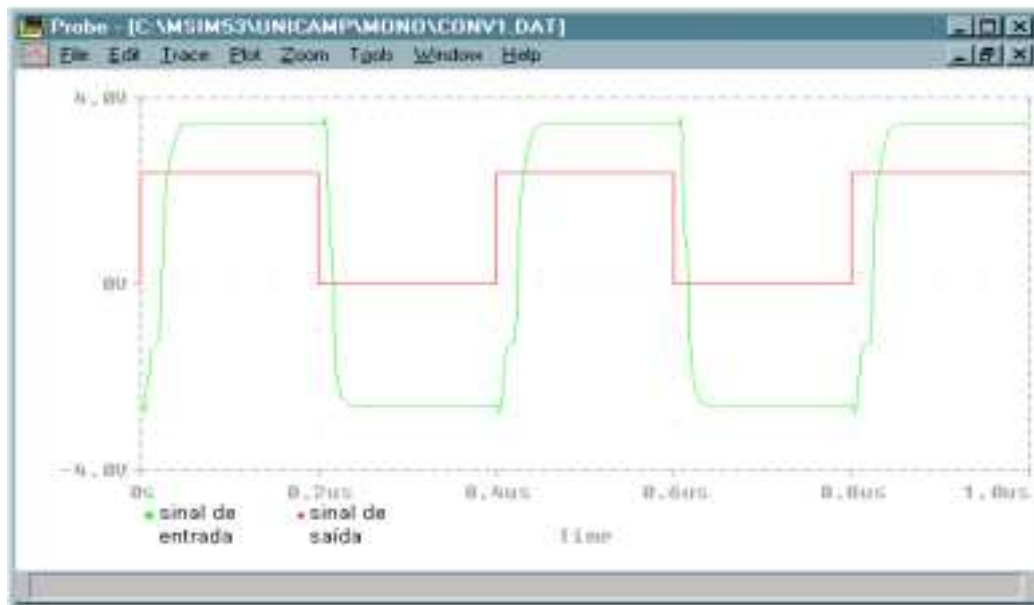


FIGURA 46. Sinais de entrada e saída do canal B.

6.6.3 Circuito de pré-filtragem

A obtenção de um sinal que ocupe a mínima largura de banda é um dos objetivos numa transmissão digital. Para minimizar a largura de faixa de transmissão utilizada, após a etapa conversora de nível, e antes da etapa de modulação, é conveniente realizar uma pré-filtragem nos sinais NRZ obtidos na saída dos conversores de níveis (canais A e B).

Baseado no Teorema de Nyquist [15], a sinalização sem interferência intersimbólica nos instantes de amostragem, à taxa de $2f_1$ símbolos independentes por segundo, é possível através do uso de um filtro passa-baixas ideal com frequência de corte abrupta em f_1 Hz. Como a implementação prática desse tipo de filtro é de difícil concepção, testamos o uso de filtros do tipo Butterworth [15] com 3 polos e frequência de corte na metade da taxa de símbolos transmitida. Essa quantidade de pólos mostrou-se suficiente para efetuar a filtragem do sinal oriundo do circuito conversor. O circuito adotado para essa filtragem está apresentado na FIG. 47.

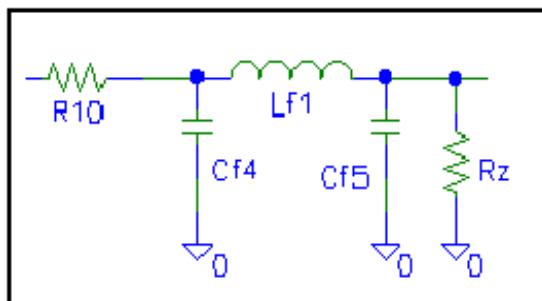


FIGURA 47. Filtro passa-baixas adotado.

Esse circuito tem 2,5 MHz como frequência de corte central, para uma taxa de transmissão de 5 Mbit/s (por canal utilizado). Para dimensionar os valores elétricos dos componentes do filtro [19], utiliza-se a seguinte transformação:

$$Lf1 = \left(\frac{R'}{R} \right) \left(\frac{W}{W'} \right)$$

$$Cf4 = Cf5 = \left(\frac{R}{R'} \right) \left(\frac{W}{W'} \right)$$

onde:

W = frequência de corte normalizada = 1 rad/s.

W' = frequência de corte desejada = $2\pi \cdot 2,5 \cdot 10^6$ rad/s.

R = impedância de carga normalizada = 1 Ω .

R' = impedância de carga desejada = 50 Ω .

$Lf1$, $Cf4$ e $Cf5$ = respectivamente, indutância e capacitâncias desejadas.

Para o cálculo desse circuito, utilizam-se os seguintes parâmetros:

$$Lf1 = \left(\frac{R'}{R}\right)\left(\frac{W}{W'}\right) \Rightarrow \frac{50}{1} \times \frac{1}{2\pi \cdot 2,5 \cdot 10^6} = 6,37 \mu H$$

$$Cf4 = Cf5 = \left(\frac{R}{R'}\right)\left(\frac{W}{W'}\right) \Rightarrow \frac{1}{50} \times \frac{1}{2\pi \cdot 2,5 \cdot 10^6} = 1,27 nF$$

Para identificar o tratamento dos sinais na saída dos circuitos de pré-filtragem, a FIG. 48 apresenta as formas de onda obtidas pelos canais A e B.

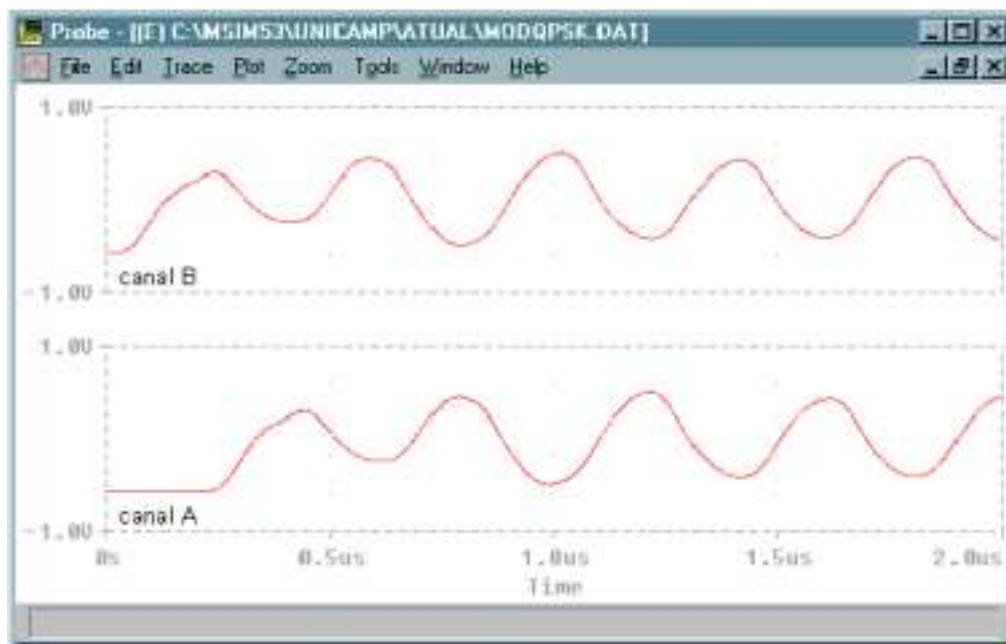


FIGURA 48. Sinais de saída dos circuitos de pré-filtragem.

Pela FIG. 48, nota-se que os sinais não apresentam componentes espúrias capazes de prejudicar as informações contidas no sinal.

6.6.4 Circuito equalizador de atraso de grupo

Em todo filtro prático as características de atraso de fase não são linearmente proporcionais em frequência. Desse modo, para que não ocorram interferências intersimbólicas nos filtros passa-baixas, devido ao atraso de grupo, uma seção equalizadora foi projetada. Essa seção é um circuito “passa-tudo” com resposta de amplitude constante em todas as frequências que somente causa variações de fase nos sinais transmitidos. Para implementar um equalizador simples em cada canal, utiliza-se um circuito conforme ilustra a FIG. 49.

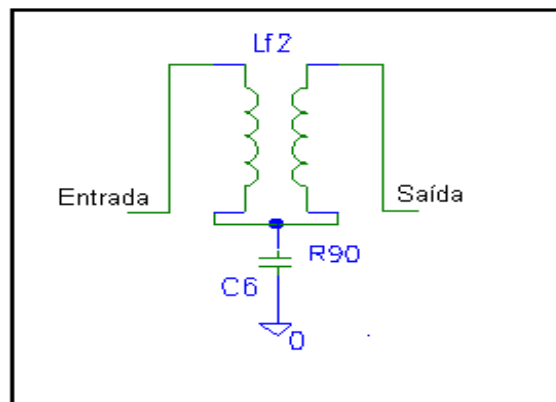


FIGURA 49. Circuito equalizador.

De acordo com a referência [19], pode-se calcular os componentes desse filtro através das seguintes equações:

$$L' = \left(\frac{R'}{R} \right) \left(\frac{W}{W'} \right) \cdot L = \frac{50}{1} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2,5 \cdot 10^6} \cdot 2 = 6,37 \mu H$$

$$C' = \left(\frac{R}{R'} \right) \left(\frac{W}{W'} \right) \cdot C = \frac{1}{50} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2,5 \cdot 10^6} \cdot 2 = 2,55 nF$$

Dessa forma, o indutor Lf2 a ser utilizado apresenta uma indutância de 6,37 μH , e o capacitor C6 equivale a 2,55 nF. O nível do sinal na saída desse circuito apresenta valores de tensão na ordem de 430 mVp (em ambos os canais).

6.6.5 Circuito atenuador

Como os sinais fornecidos pelo circuito equalizador apresentam níveis ainda excessivos (da ordem de 860 mVpp) para acionar diretamente a ponte de diodos do

circuito modulador QPSK, um atenuador resistivo de 15 dB, com a configuração T, é utilizado.

A FIG. 50, apresenta um circuito atenuador resistivo simétrico, onde R_{ti} e R_{ri} são impedâncias imagem da transmissão e recepção, respectivamente.

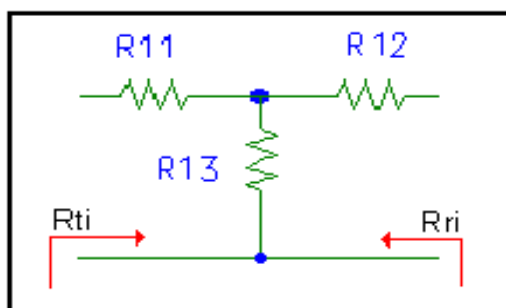


FIGURA 50. Circuito atenuador T simétrico.

No caso de estruturas simétricas $R_{ti}=R_{ri}=R_0$, onde $R_0=50 \Omega$, e segundo a referência [20], os parâmetros R_{11} , R_{12} , R_{13} e α são dados por:

$$R_{11} = \frac{R_{ti}}{\tan \alpha} - \frac{\sqrt{R_{ti} \cdot R_{ri}}}{\sin \alpha}$$

$$R_{12} = \frac{R_{ri}}{\tan \alpha} - \frac{\sqrt{R_{ti} \cdot R_{ri}}}{\sin \alpha}$$

$$R_{13} = \frac{\sqrt{R_{ti} \cdot R_{ri}}}{\sin \alpha}$$

onde, α é a função atenuação dada por:

$$\alpha[\text{neper}] = P[\text{neper}] - \ln \left(\frac{2\sqrt{R_{ti} \cdot R_{ri}}}{R_{ti} + R_{ri}} \right)$$

sendo: $P[\text{neper}] = \text{perdas}$.

Para uma atenuação de 15 dB, temos $P[\text{dB}]=15 \text{ dB}$;

Logo, $P[\text{neper}]=1,7269 \text{ neper}$;

conclui-se que:

$$\alpha[\text{neper}] = 1,7269 - \ln \left(\frac{2\sqrt{50 \cdot 50}}{50 + 50} \right) = 1,7269$$

Substituindo $\alpha[\text{neper}]=1,7269$, $R_{ti}=R_{ri}=50 \Omega$ nas expressões de R_{11} , R_{12} , R_{13} , obtém-se $R_{11}=34,87 \Omega$; $R_{12}=34,87 \Omega$ e $R_{13}=18,41 \Omega$, determinando-se uma estrutura atenuadora resistiva simétrica com 15 dB de atenuação, fornecendo um sinal de saída com $\approx 600 \text{ mVpp}$.

A FIG. 51, apresenta as formas de ondas obtidas na saída do circuito atenuador (canais A e B).

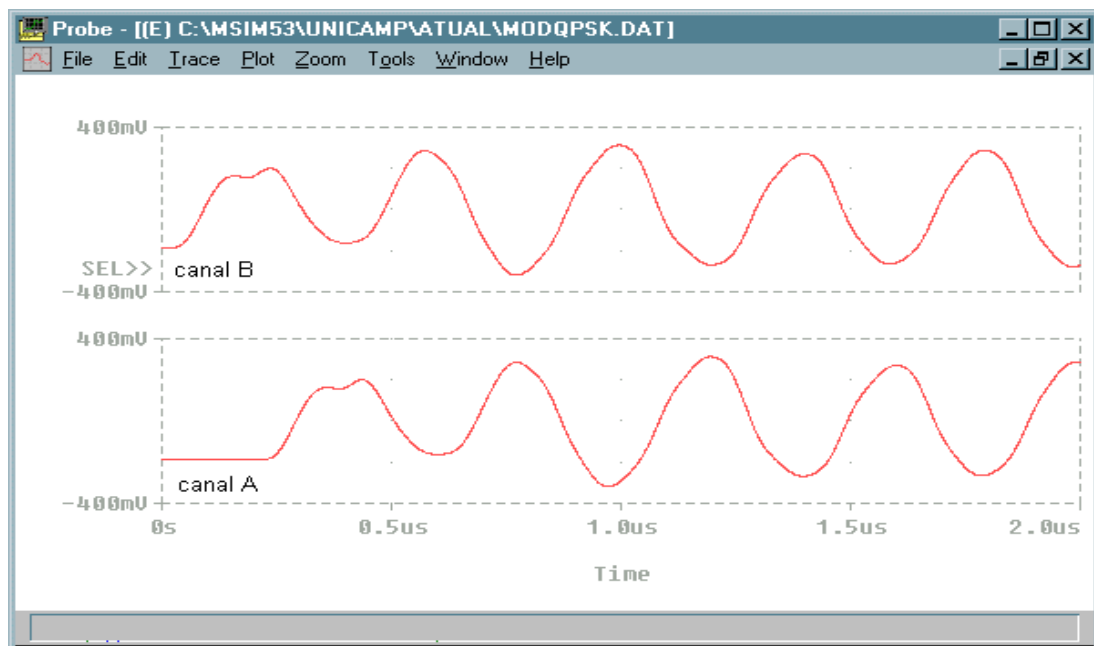


FIGURA 51. Formas de onda nas saídas dos atenuadores.

A FIG. 52 apresenta uma visão da curva de resposta espectral do sinal presente na saída dos circuitos atenuadores, que irão acessar os moduladores.

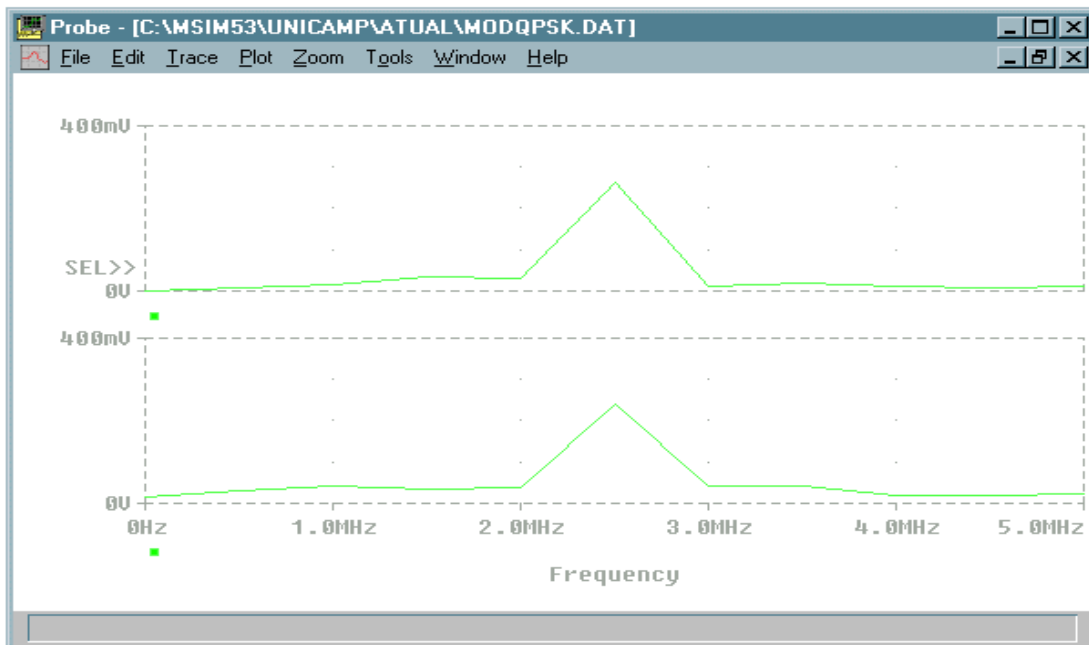


FIGURA 52. Espectro dos sinais que irão acessar os moduladores 2-PSK.

Pela amostra da FIG. 52, identifica-se que a resposta em frequência na saída dos circuitos atenuadores não apresenta alterações espectrais secundárias importantes que possam distorcer os sinais que irão excitar os circuitos moduladores.

6.6.6 Circuito oscilador local

Uma fonte de RF, obtida da biblioteca do Pspice, é utilizada como osciladora local de 22 MHz. A FIG. 53, identifica a fonte VSIN utilizada nesse circuito.

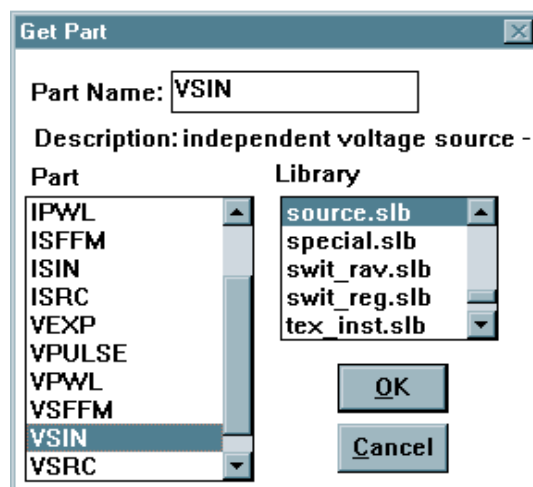


FIGURA 53. Biblioteca da fonte de RF.

A FIG. 54, ilustra o esquemático da fonte de RF utilizada no simulador.

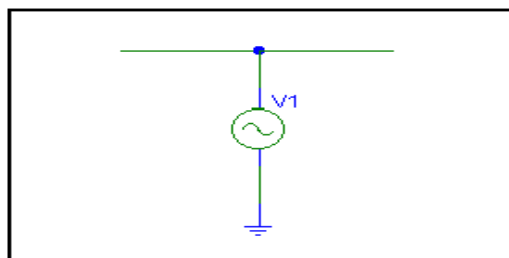


FIGURA 54. Esquemático da fonte de RF.

A Tabela 12 apresenta o modelo de parâmetros utilizados pela fonte VSIN.

NOME	DESCRIÇÃO	UNIDADE
Voff	voltagem de compensação	volts
VAMPL	voltagem de Pico	volts
Freq	Frequência	hertz
Td	Tempo de retardo	segundos
Phase	Retardo de fase	grau

Tabela 11. Parâmetros da fonte senoidal.

Para configurar a fonte em 22 MHz como sinal portador, foram utilizados os valores apresentados na FIG. 55.

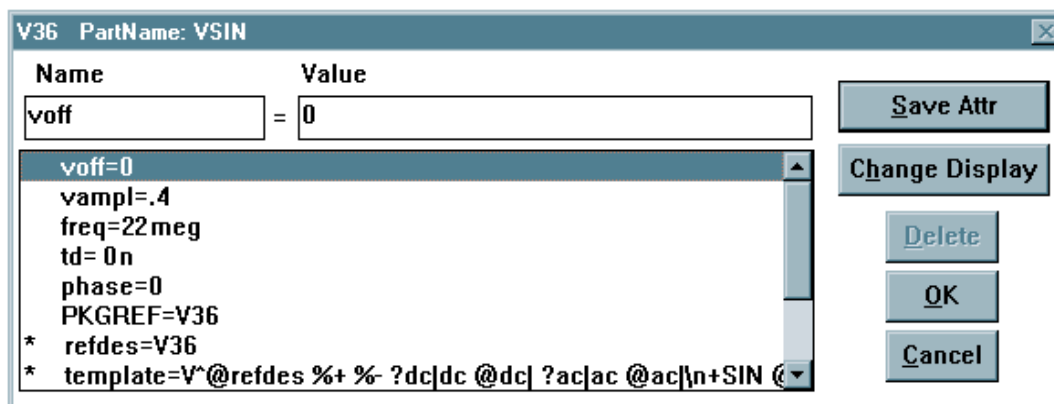
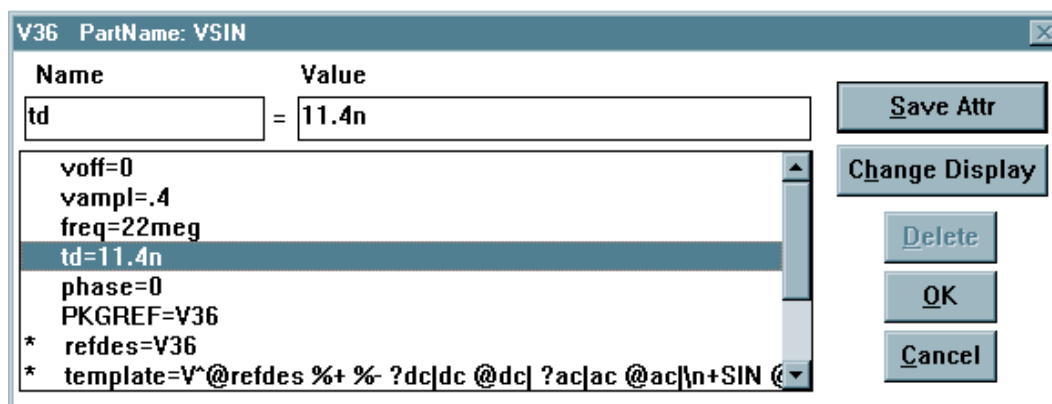


FIGURA 55. Configuração da fonte do sinal portador.

O sinal de saída da fonte de RF apresenta um nível de 400 mvolts e uma defasagem de 0° ($td=0$ ns).

6.6.7 Circuito defasador de portadora

Para obter o efeito de diferença de fase entre as portadoras dos canais utilizados, e deste modo proporcionar as saídas ortogonais dos circuitos moduladores, utilizou-se no canal B uma fonte de sinal portador com um atraso de fase de 90° em relação à fonte empregada no canal A. Para compor essa fonte foram utilizados os parâmetros da configuração apresentados na FIG. 56.

FIGURA 56. Fonte de sinal portador de 22 MHz com atraso de fase em 90° .

A defasagem de 90° no sinal portador foi obtida fixando-se o tempo de retardo "td" em 11,4 ns.

A representação gráfica das formas de ondas das fontes de RF fornecidas para ambos os canais (A e B), está mostrada na FIG. 57.

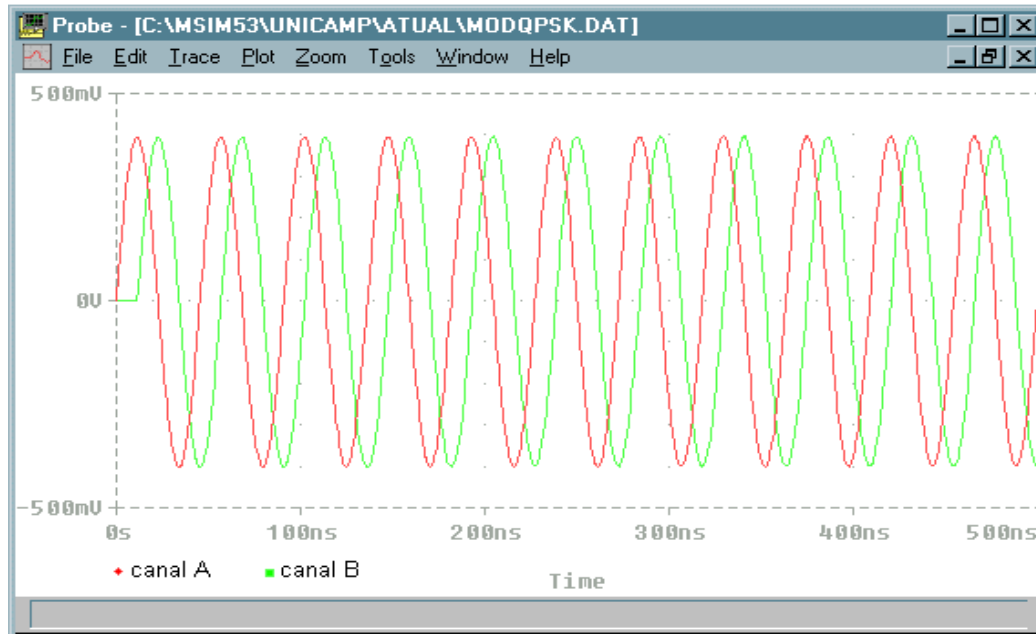


FIGURA 57. Forma de onda dos sinais portadores dos canais A e B.

6.6.8 Circuito modulador 2-PSK

Após todo o tratamento efetuado pelos circuitos anteriores, os sinais de informação estão em condições de serem modulados por portadoras específicas em cada canal. Para isso, são utilizados dois circuitos moduladores 2-PSK idênticos. As discussões sobre o funcionamento do modulador implementado foram divididas em três etapas distintas, compreendidas por: modelo teórico, modelo implementado e balanceamento do circuito.

6.6.8.1 Modelo teórico

Um tipo muito usual de modulador 2-PSK é obtido através do princípio de reversão de fase realizado pelo circuito modulador em anel (*ring-modulator*) [16]. O circuito leva esse nome devido ao fato de utilizar um anel de diodos ligados com a mesma orientação. Esse modelo de modulador está apresentado na FIG. 58.

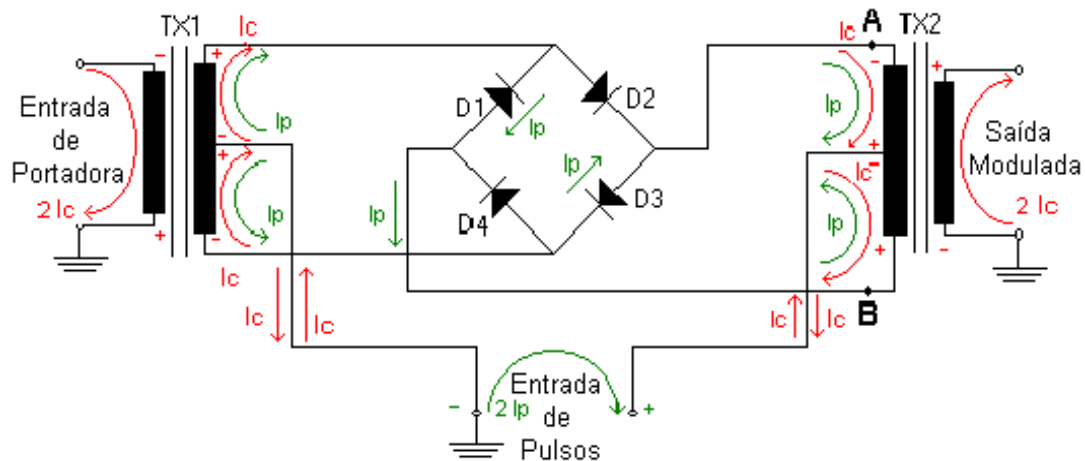


FIGURA 58. Modulador 2-PSK para um pulso positivo na entrada de pulsos.

O princípio de funcionamento do modulador em anel é dado a partir da aplicação de um pulso NRZ bipolar no ponto da **entrada de pulsos**.

Partindo-se da hipótese de que o primeiro pulso tenha uma **polaridade positiva**, a polarização dos diodos “D1” e “D3” será direta, e dos diodos “D2” e “D4” será reversa.

Pelos diodos “D1” e “D3” circulam as correntes I_p , obtidas na derivação central do transformador **TX1**. O fluxo magnético gerado por essas correntes opostas em fase não induzem correntes no ponto de **entrada de portadora**, demonstrando que o circuito modulador proposto possui uma boa isolação entre a entrada de pulsos e a entrada da portadora.

As correntes I_p também possuem fases opostas no primário de **TX2**, não induzindo corrente no secundário. Entre a entrada de pulsos e a **saída modulada** também haverá uma isolação.

Mantendo o sentido de polarização dos diodos (imposto pela entrada de pulsos), e aplicando-se o sinal na entrada de portadora, o circuito irá produzir correntes de malha I_c induzidas no secundário de TX1. Essas correntes se somam em oposição de fase na derivação central de TX1, fazendo o cancelamento total das mesmas. O mesmo ocorre com as correntes I_c na derivação central de TX2 que são somadas em oposição de fase, e dessa forma anulam-se também. Dessa maneira, a entrada da portadora fica isolada da entrada de pulsos.

As correntes de malha I_c passam pelos mesmos diodos “D1” e “D3”, polarizados diretamente pela entrada de pulsos e estabelecem o sentido de percurso indicado no primário de TX2 (FIG. 58). Como estão em fase entre si, induzem uma corrente de sentido contrário no secundário de TX2, resultando numa portadora defasada de π radianos, em relação à portadora de entrada, no ponto de saída modulada.

Se na entrada de pulsos existir uma inversão de polaridade, ou seja, uma aplicação de um **pulso negativo**, as correntes I_p e I_c terão o comportamento apresentado pela FIG. 59.

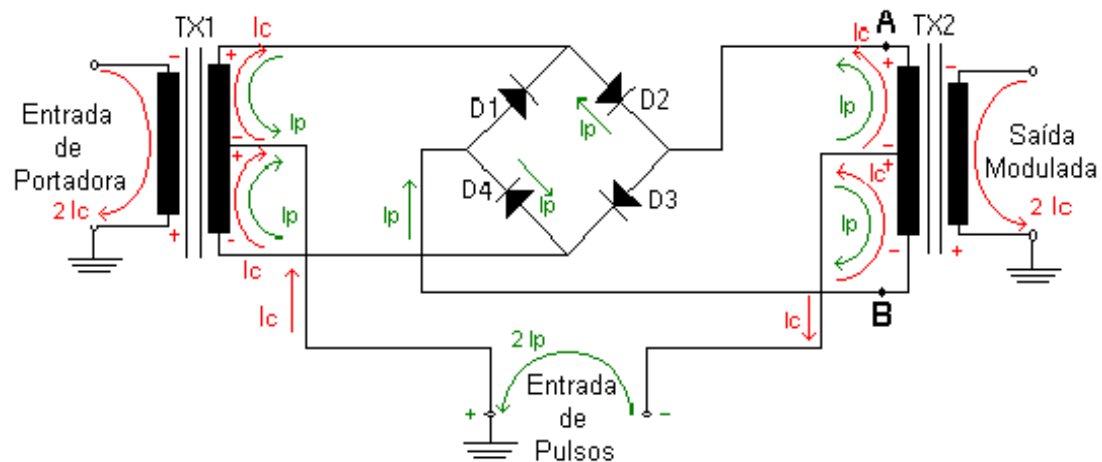


FIGURA 59. Modulado 2-PSK para um pulso negativo na entrada de pulsos.

Com a aplicação de um pulso negativo na entrada de pulsos, os diodos “D1” e “D3” ficarão reversamente polarizados e os diodos “D2” e “D4” diretamente polarizados. Com isso, haverá uma mudança no sentido da corrente I_c no primário de TX2, resultando numa portadora em fase com a portadora de entrada.

Resumidamente podemos afirmar que:

- quando a entrada de pulsos tem um sentido positivo, tal qual como visto pela FIG. 58, a fase da portadora na saída do modulador é defasada em 180° em relação à portadora da entrada do circuito.

- quando a entrada de pulsos tem um sentido contrário, ou seja, negativo, como visto na FIG. 59, a fase na saída do modulador é a mesma fase (defasagem= 0°) da entrada do circuito.

Com essas características de transição de fase de 0° e 180° , obtém-se a modulação 2-PSK que pode ser usada para um canal específico da etapa moduladora. O outro canal pode utilizar um circuito semelhante, mas seu comportamento é diferenciado devido à aplicação de uma portadora defasada em 90° .

6.6.8.2 Modelo implementado

Devido a algumas limitações do Programa Pspice, utilizado na implementação simulada do MODEM QPSK, tivemos que adaptar o circuito modulador em anel com algumas modificações em relação ao modelo teórico. Essas modificações determinaram a utilização de um modulador 2-PSK conforme o esquemático apresentado pela FIG. 60, que é um circuito equivalente ao modelo teórico utilizado no circuito da FIG. 59.

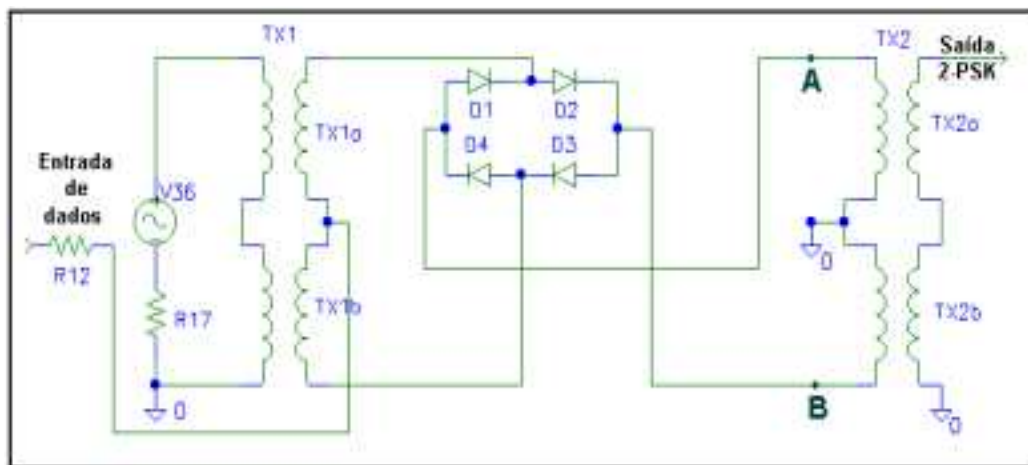


FIGURA 60. Esquemático do circuito modulador 2-PSK implementado.

A constituição básica do circuito implementado é obtida através do uso de dois **transformadores** (com derivação central), uma **ponte de diodos** e uma **fonte de sinal portador**.

O modulador 2-PSK utilizado no canal A recebe os sinais diretamente do gerador de portadora de 22 MHz. O modulador do canal B também recebe os sinais de portadora de 22 MHz, porém com uma diferença de atraso de fase de 90° em relação ao canal A. Como resultado, os sinais nas saídas dos canais A e B são ortogonais entre si.

O funcionamento do circuito modulador está baseado na multiplicação, no domínio do tempo, do sinal portador de frequência intermediária (FI) com o sinal de banda básica (BB), oriundo do circuito conversor que produz os trens de pulsos NRZ. Isso é possível graças ao arranjo em ponte dos diodos que estão associados aos transformadores de entrada e saída do circuito.

Para atingir o balanceamento da portadora no circuito quando da ausência de sinal de banda-base, foram utilizados transformadores com enrolamentos bipolares perfeitamente ajustados. A obtenção desses transformadores pelo Programa PSpice só foi possível através da utilização de dois transformadores similares associados em série, onde **TX1** representa a associação dos enrolamentos TX1a e TX1b, e o transformador **TX2** é obtido pelos enrolamentos TX2a e TX2b. Os valores nominais de indutância utilizados por esses transformadores foram os seguintes: para o transformador TX1, uma indutância primária e secundária de $1 \mu\text{H}$ e $2 \mu\text{H}$, respectivamente; para o transformador TX2, uma indutância de $4 \mu\text{H}$ tanto para o primário quanto para o secundário.

O uso desses transformadores no circuito possibilita que a relação de indutâncias estabelecida para TX1 determine o ajuste adequado do sinal de banda base no circuito modulador. No caso de TX2, este tem a função de dividir os sinais do modulador, excitando adequadamente o enrolamento secundário do transformador que é a própria saída do circuito modulador.

Os diodos empregados na ponte moduladora são de germânio; desse modo, o limiar de condução desses diodos é $V_\gamma=0,2 \text{ V}$, possibilitando que um baixo nível de tensão de sinal oriundo do trem de pulsos NRZ do circuito conversor possa polarizar devidamente a ponte de diodos. Como o sinal que chega nesse ponto possui um nível de $0,3 \text{ V}$ de pico, a região de trabalho estará praticamente em torno do joelho da curva

característica da corrente versus voltagem do diodo de germânio, realizando, dessa forma, uma modulação mais linear.

Outra vantagem em se utilizar diodos de germânio está no fato de que, na saída modulada, as inversões de fase da portadora se processam mais rapidamente para os sinais variantes em amplitude e no tempo. Com esses diodos as distorções são sensivelmente reduzidas nos instantes de inversão de fase do sinal 2-PSK.

As formas de onda, obtidas nas saídas dos moduladores implementados, estão representadas na FIG. 61.

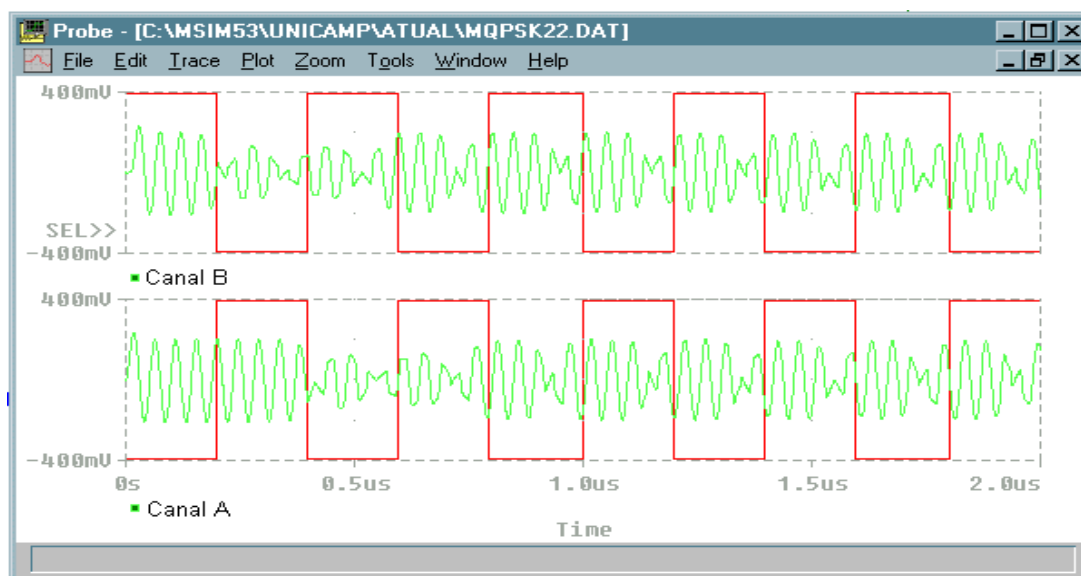


FIGURA 61. Formas de onda na saída dos moduladores 2-PSK.

Para que o modulador funcione sempre de maneira conveniente, isto é, com a entrada de pulsos sempre comandando o chaveamento da ponte de diodos, é necessário que o nível de sinal da portadora seja menor que o nível dos pulsos em banda básica. Esses, por sua vez devem ser da ordem V_γ (limiar de condução do diodo) para obtenção de uma modulação 2-PSK bastante linear.

No caso de não haver um trem de pulso nos pontos **A** e **B** (FIG. 60), existirá um equilíbrio de potencial devido à simetria do circuito, resultando num isolamento de portadora no ponto de saída modulada e no ponto de entrada de pulsos.

Supondo que não haja sinal na entrada da portadora, e aplicando-se um trem de pulsos na entrada do circuito modulador, pela simples observação da FIG. 60,

os pontos **A** e **B** terão potenciais bem próximos de zero volt. Essa condição é válida apenas se houver um perfeito balanceamento nos enrolamentos de TX2. Dessa forma, existirá isolamento de tensão entre a saída do modulador e a entrada de sinal de banda básica.

Resumindo:

- na ausência de pulsos há uma isolação entre a entrada da portadora e a saída modulada;
- na presença de pulsos não há isolação entre a entrada da portadora e a saída modulada.

A FIG. 62, mostra a saída dos moduladores dos canais A e B, quando da ausência de sinais NRZ no modulador.

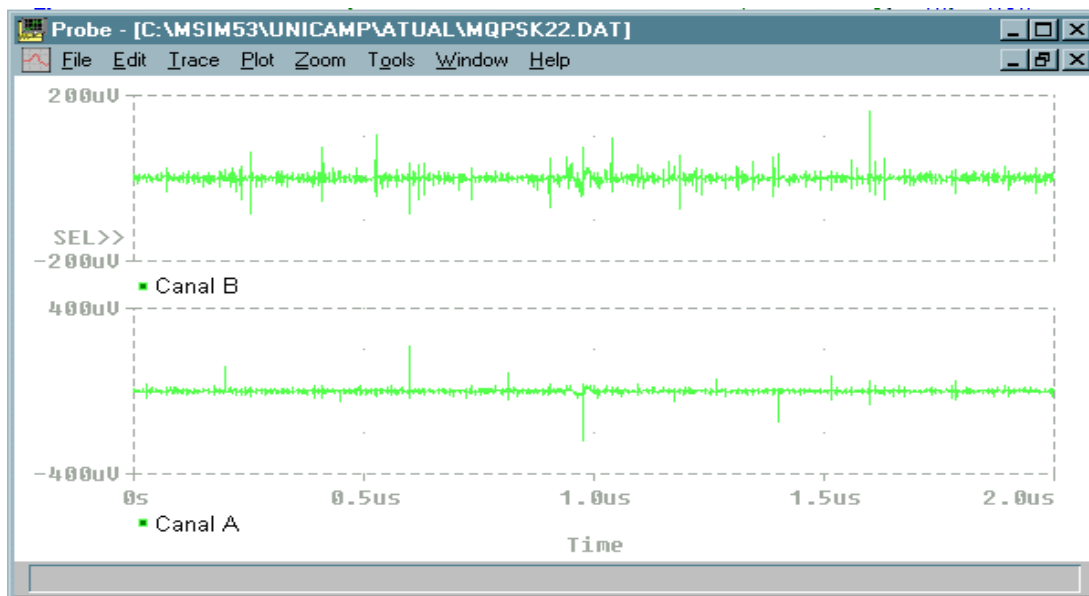


FIGURA 62. Comprovação do balanceamento dos moduladores.

Pela FIG. 62 percebe-se que os sinais estão com níveis bastante atenuados, comprovando, dessa forma, o perfeito isolamento de sinais nas saídas dos moduladores, quando da ausência da portadora. Os pequenos ripples que aparecem na figura, são oriundos do próprio modelamento matemático do Pspice.

6.6.9 Circuito somador

O último circuito da etapa moduladora é o circuito somador. Esse circuito recebe os sinais 2-PSK de cada canal e efetua a soma dos sinais linearmente no tempo, resultando num único sinal na saída do circuito, gerado o sinal QPSK desejado. A FIG. 63 apresenta o circuito esquemático do circuito somador implementado [14].

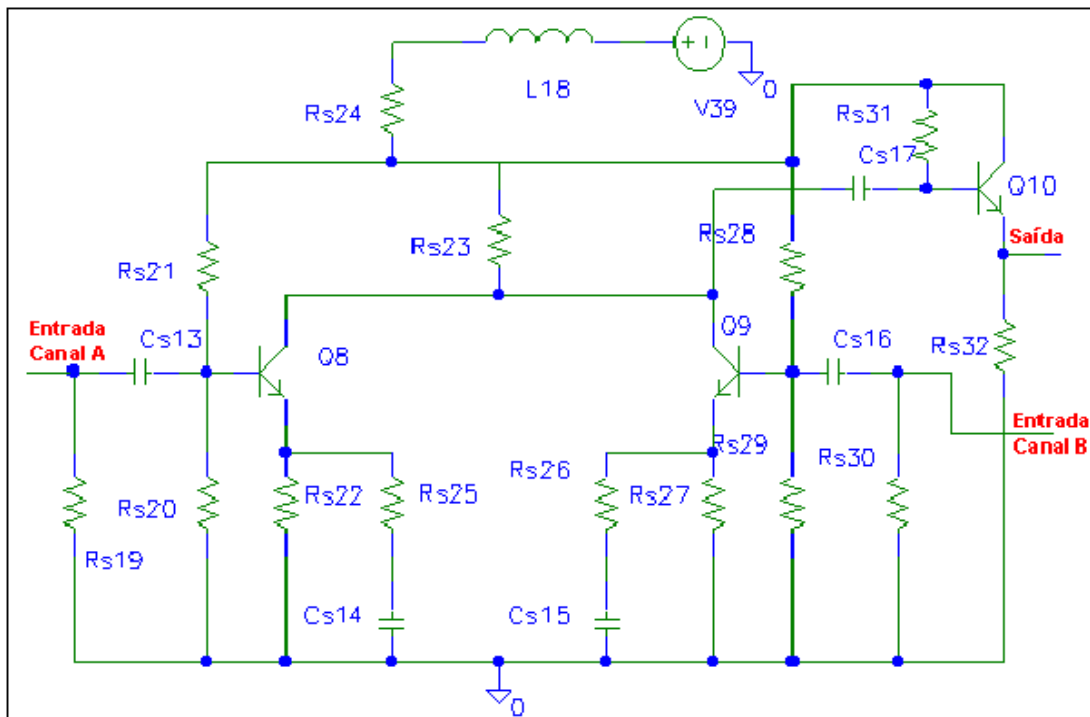


FIGURA 63. Circuito somador QPSK.

A idéia básica do funcionamento do circuito é realizada através da operação de soma das correntes nos coletores dos transistores Q8 e Q9, através da ligação existente entre os dois coletores.

Os resistores Rs19 e Rs30 possuem a função de casar as saídas dos moduladores 2-PSK (baixa impedância de saída) com a entrada do circuito somador de alta impedância. A saída do circuito somador de alta impedância ($\sim 300 \Omega$) é convertida em uma saída de baixa impedância ($\sim 50 \Omega$), através do estágio seguidor de emissor do transistor Q10.

Como resultado, obtém-se o sinal apresentado na FIG. 64, onde se pode observar os pontos de transição do sinal QPSK estabelecido.

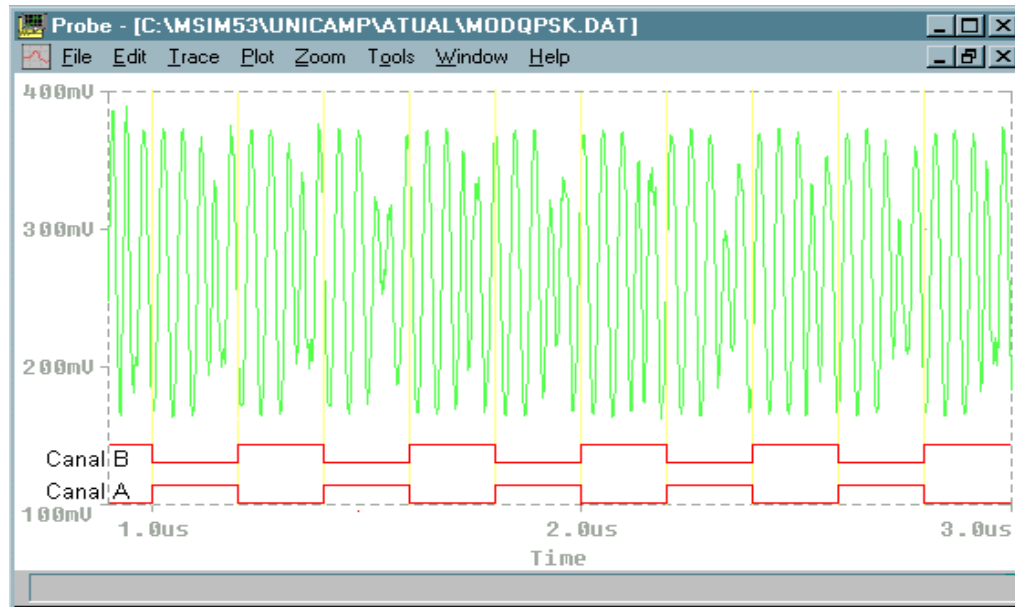


FIGURA 64. Sinal QPSK obtido na saída do circuito somador.

6.7 Etapa demoduladora QPSK

Dentre as demodulações empregadas para o sinal QPSK, destacam-se os métodos diferencial e coerente. Para o circuito implementado [13] utilizamos a demodulação coerente por ser a técnica que possui melhor condição para a relação C/N. O circuito coerente a ser implementado está representado na FIG. 65.

O processo de funcionamento da demodulação de sinais QPSK é realizado através de uma operação produto, empregando, para isso, duas portadoras defasadas em 90° . Para obter essas condições foram utilizados os seguintes circuitos: um divisor de potência, dois detectores de fase, uma fonte de RF (22 MHz), um circuito defasador (90°) e dois filtros passa-baixas. O diagrama da FIG. 65 mostra a estrutura básica dessa etapa.

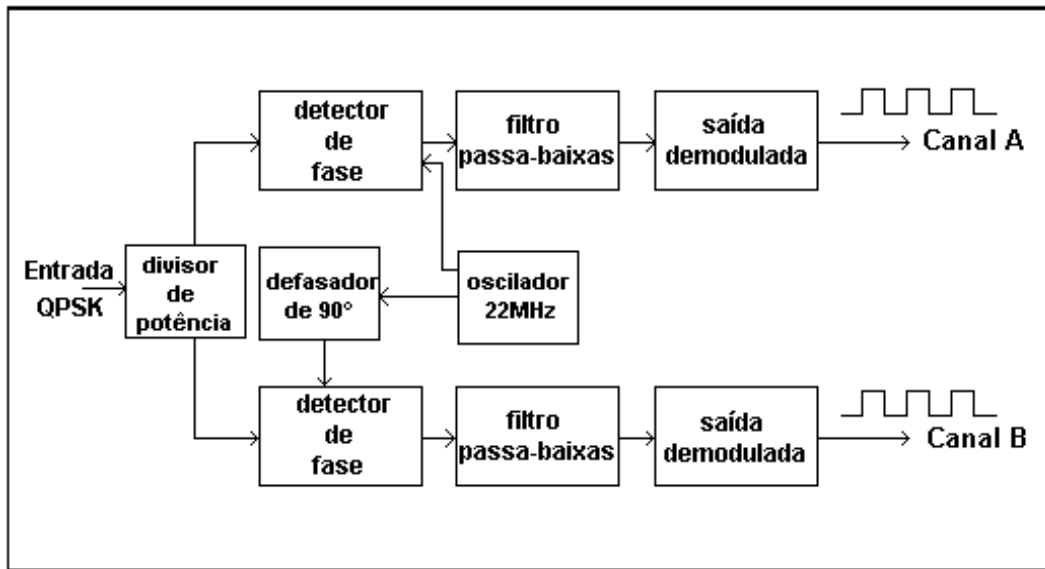


FIGURA 65. Diagrama em blocos da etapa demoduladora QPSK coerente.

Alguns circuitos dessa etapa são idênticos aos circuitos da etapa moduladora, como, por exemplo, os circuitos: oscilador e o defasador de 90° , dispensando dessa forma maiores comentários sobre esses circuitos.

6.7.1 Circuito multiplicador

Para obter os trens de pulso NRZ demodulados em banda base, são utilizados dois circuitos multiplicadores em cada canal. O esquemático da FIG. 66 identifica o circuito multiplicador utilizado no canal A.

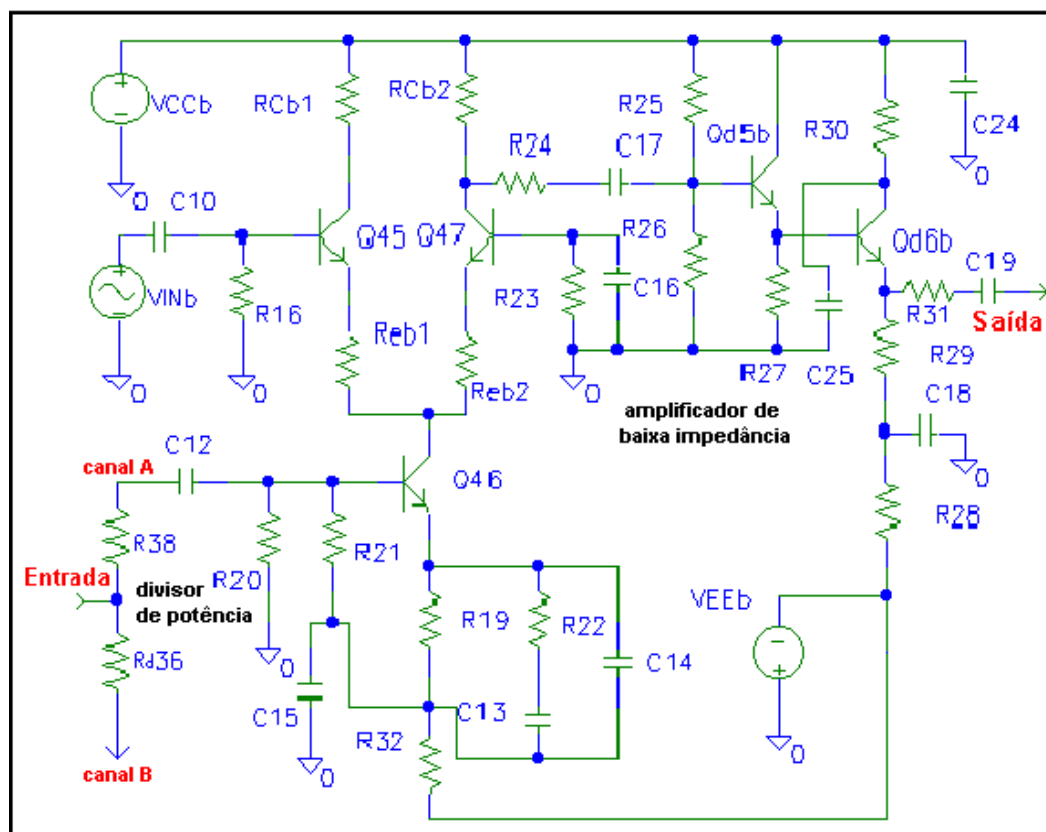


FIGURA 66. Circuito multiplicador - canal A.

Este circuito demodulador quadrifásico é implementado empregando um par de transistores dispostos de modo diferencial, podendo recuperar todos os bits de informação de banda básica provenientes da etapa moduladora. Para isso, o sinal modulado que passa pelo divisor de potência segue até os detectores de fase onde ocorre a multiplicação do sinal de entrada com a portadora de 22 MHz do circuito oscilador. No Canal A, existe uma portadora com 0° de atraso de fase e, no Canal B, um atraso de 90° . Essas portadoras ortogonais entre si estão amarradas em frequência e em fase com o sinal QPSK recebido.

A **entrada** do circuito multiplicador é constituída por um **divisor de potência** (série resistiva) que encaminha a potência de sinal para cada canal.

Neste tipo de multiplicador, uma entrada é linear e a outra é altamente não-linear. A entrada linear é configurada a partir da base do transistor Q46, e a entrada não linear a partir da base de Q45. Esta última recebe o sinal da portadora de referência (22 MHz) e a primeira recebe o sinal do divisor de potência.

O transistor Q46 atua como uma fonte de corrente que soma as correntes oriundas de Q45 e Q47.

A **saída** do circuito é obtida no coletor do transistor Q47, sendo que esse sinal é igual à voltagem da fonte VCCb, menos a “queda” em RCb2 produzida pela circulação da corrente de saturação do emissor de Q47. Para melhorar as condições de linearidade desta etapa, pode-se utilizar um único circuito (CI linear) onde as correntes de emissor (IQ45 e IQ47), podem ser melhores equiparadas.

Para melhorar o nível desse sinal, na saída do circuito é adicionado um estágio de **amplificação de baixa impedância**. O transistor Qd5b está configurado como seguidor de emissor apresentando alta impedância de entrada e baixa impedância de saída, alimentando Qd6b - também seguidor de emissor, determinando uma impedância de saída da ordem de 50 Ω .

Na saída do circuito multiplicador de cada canal, obtêm-se os sinais identificados na FIG. 67.

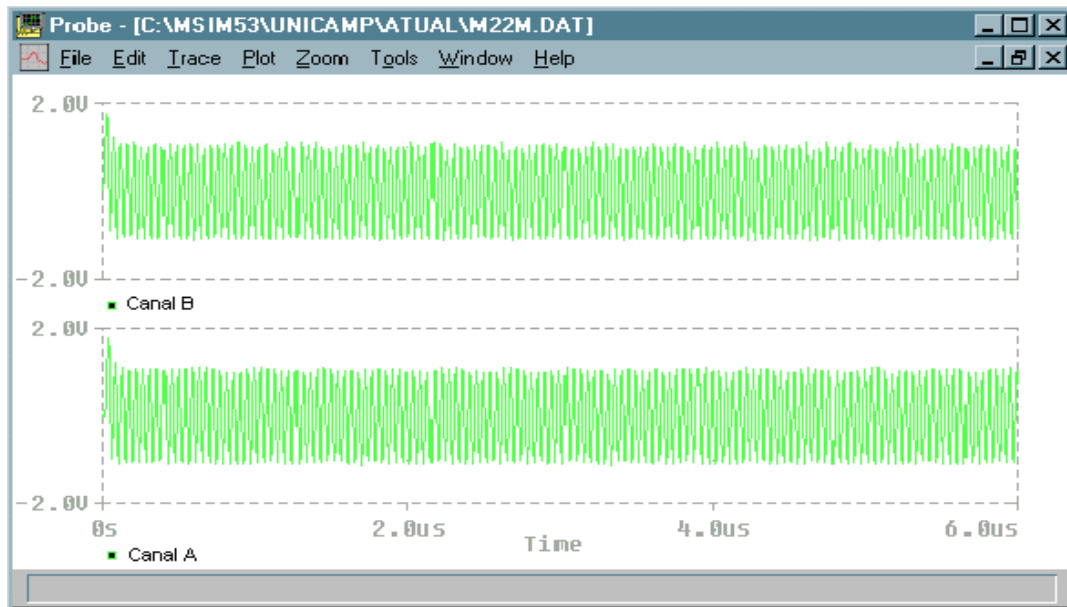


FIGURA 67. Sinal nas saídas dos circuitos multiplicadores.

6.7.2 Circuito isolador e de filtragem

Os sinais demodulados oriundos dos circuitos multiplicadores são tratados por filtros passa-baixas, para eliminarem as componentes de RF introduzidas. Para

essa filtragem são utilizados filtros do Tipo Butterworth, com 5 pólos e freqüência de corte igual à taxa de símbolos (5 MHz). O número de pólos estabelecido foi adotado em virtude da necessidade de uma filtragem acima de 50 dB para as harmônicas de 22 MHz. A FIG. 68 [16] mostra o filtro utilizado pelo simulador.

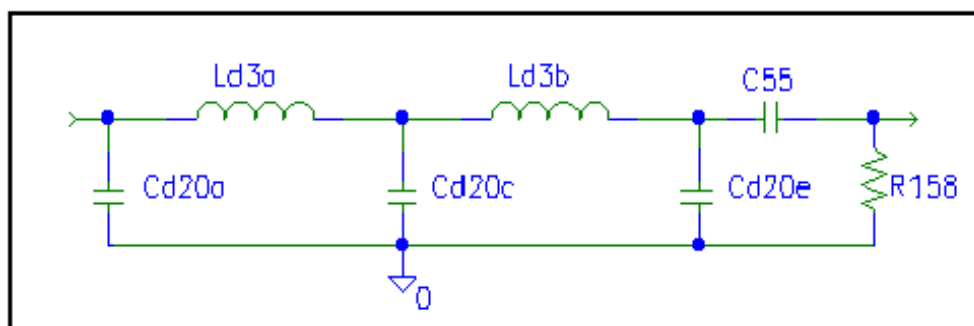


FIGURA 68. Circuito de filtragem passa-baixas.

Esse circuito está projetado para realizar uma filtragem acima de 50 dB, sintonizado nas harmônicas de 20 MHz. Na saída desse circuito, o sinal QPSK demodulado apresenta o comportamento mostrado pela FIG. 69.

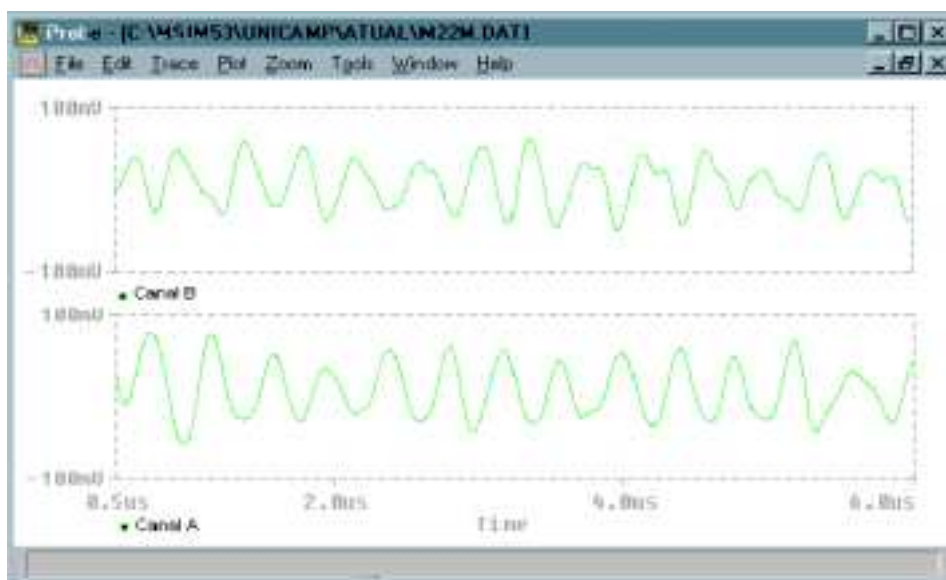


FIGURA 69. Sinais nas saídas dos filtros.

6.7.3 Circuito comparador regenerativo

Após a filtragem o sinal é entregue ao circuito regenerador e conversor de nível que realiza a regeneração do trem de pulsos do sinal digital original, retirando todas as possíveis distorções que possam existir no sinal.

Nesse circuito, foi utilizado um **circuito integrado** (CI) LM311 que é um comparador de tensão de alta velocidade de operação. Esse dispositivo está projetado para operar numa grande faixa de potência de alimentação. No caso do circuito proposto, a voltagem de alimentação adotada é de 10 volts, executada através da fonte de alimentação (**V48**). A FIG 70, ilustra o circuito conversor/regenerador proposto.

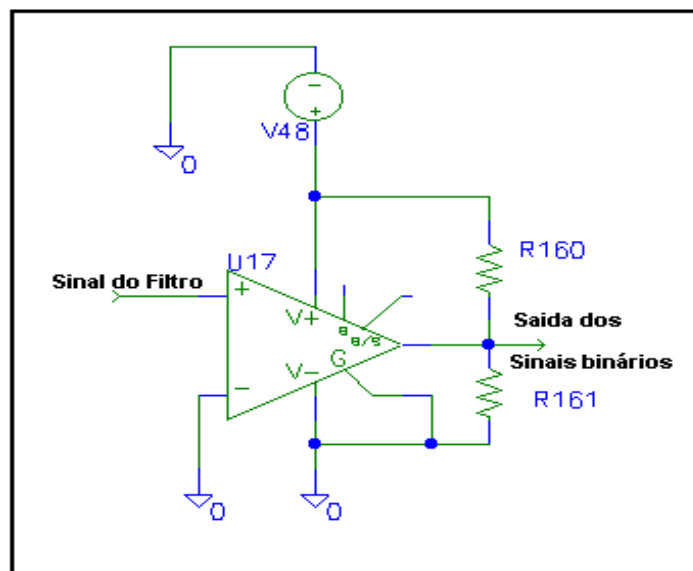


FIGURA 70. Circuito regenerador - canal A.

O sinal de entrada oriundo do circuito de filtragem é aplicado ao pino 2 do CI, obtendo na saída do pino 7 os sinais binários, conforme ilustra a FIG. 71.

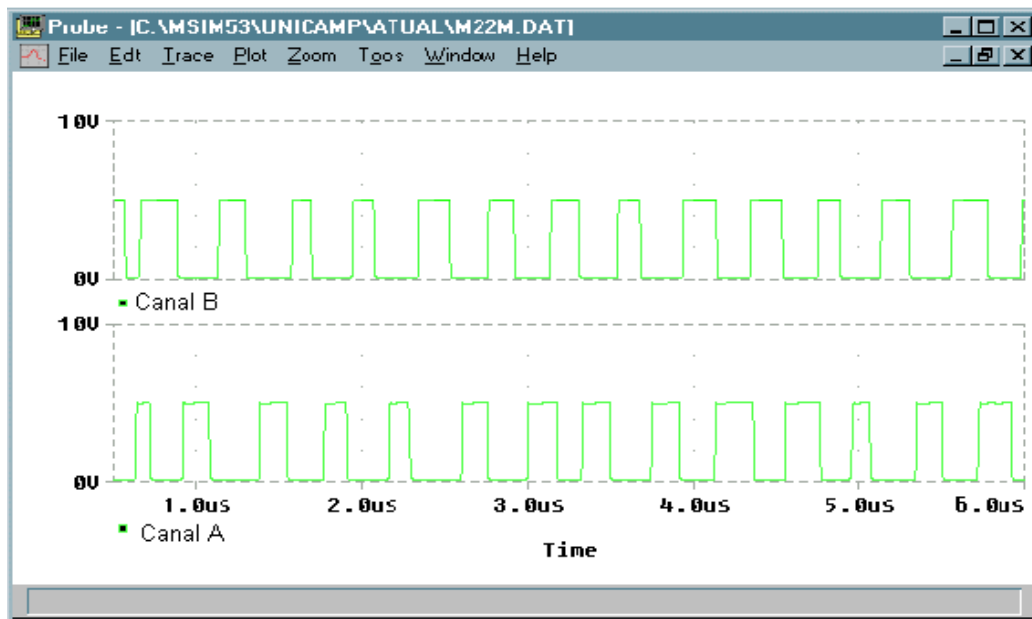


FIGURA 71. Sinais regenerados dos canais A e B.

6.8 Etapa da rede de acesso

Para interligar a etapa moduladora e demoduladora, é utilizada uma etapa de rede de acesso. Essa etapa do circuito simulador, utiliza o cabo padrão RG-11A/U obtido da biblioteca "*tline.slb*", do PSpice [12] [17]. A FIG. 72, mostra a janela "*Get Part*" do Programa.

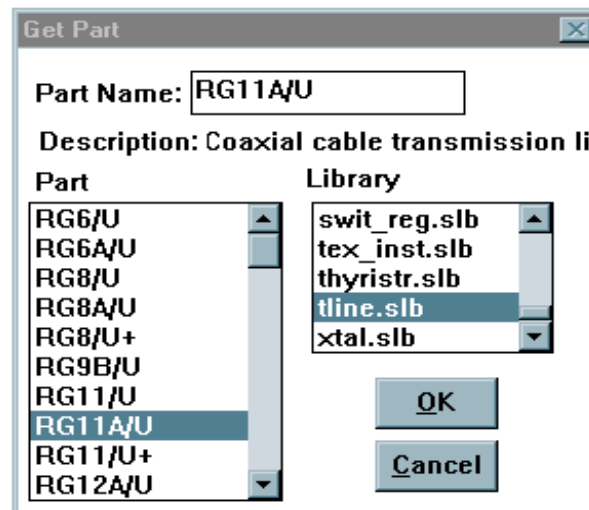


FIGURA 72. Janela de escolha do cabo coaxial.

O cabo coaxial RG-11A/U é amplamente utilizado pelas operadoras de CATV. Sua construção mecânica, associada à qualidade de seus conectores, permite sua instalação em condições adversas com simplicidade, barateando o seu custo de implantação. O trecho de rede proposto pelo simulador utiliza um comprimento de lance de 100 metros que é a dimensão média dos trechos de cabo de *drop* dos assinantes de CATV. A FIG. 73 mostra o componente coaxial utilizado por essa simulação.

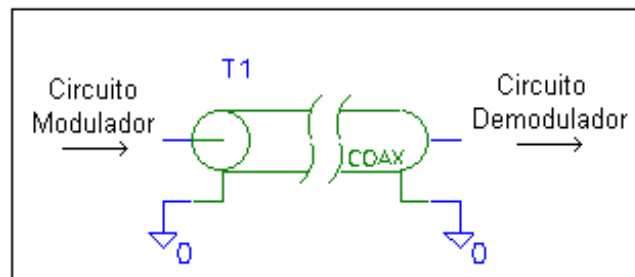


FIGURA 73. Trecho de cabo coaxial simulado.

6.9 Simulação com presença de ruído de ingresso

Todas as análises apresentadas pelas etapas, moduladora e demoduladora, estão baseadas em transmissões por um circuito ideal, ou seja, sem presença de ruído no meio de transmissão utilizado. Para verificar o comportamento do circuito simulador MODEM QPSK, numa transmissão digital pelo canal de retorno com a presença de

ruído, foram realizados alguns testes empregando fontes de sinais que simulam fontes de ruídos impulsivos.

6.9.1 Testes realizados

Medições experimentais realizadas nos Laboratórios da Faculdade de Engenharia Elétrica da Unicamp, identificaram algumas possíveis fontes de ruído de ingresso que acoplam no canal de retorno. Esses testes geraram um relatório [7], o qual iremos utilizar como base para os testes propostos.

O ruído que iremos considerar para a análise do simulador MODEM QPSK é o ruído impulsivo causado tipicamente por sinais oriundos de aparelhos de uso residencial, como, por exemplo, os motores de eletrodomésticos.

Na FIG. 74 observa-se o resultado experimental obtido por um analisador de espectro, apresentando um sinal de ruído com picos de intensidade variáveis ao longo da faixa de retorno, produzidos por um motor elétrico acionado.

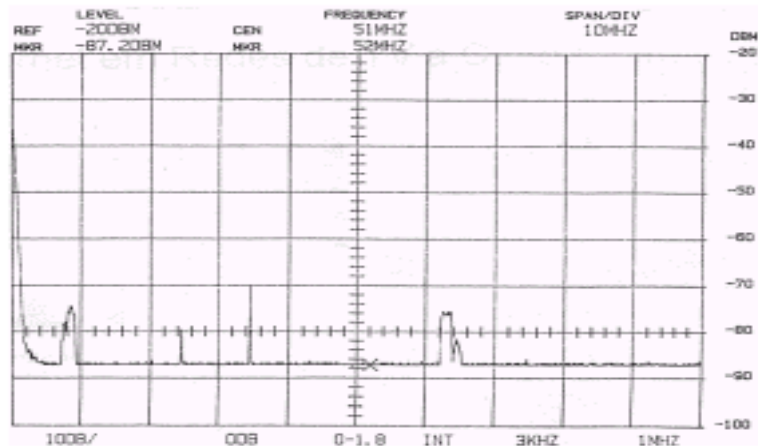


FIGURA 74. Ruído de ingresso induzido por motor elétrico.

Com a introdução dos sinais ruidosos no segmento de rede coaxial, os circuitos demoduladores utilizados na etapa de recepção do simulador irão recuperar as informações de banda básica contaminadas por distorções provocadas pelos ruídos introduzidos. O sinal banda-base que percorre o trecho de cabo coaxial, possui um nível de potência de $-35,3$ dB. O ruído inserido no circuito tem um nível de potência de

–44,81 dB e é regulado por um atenuador variável. A visualização dessa transmissão pode ser observada pela janela apresentada pela FIG. 75.

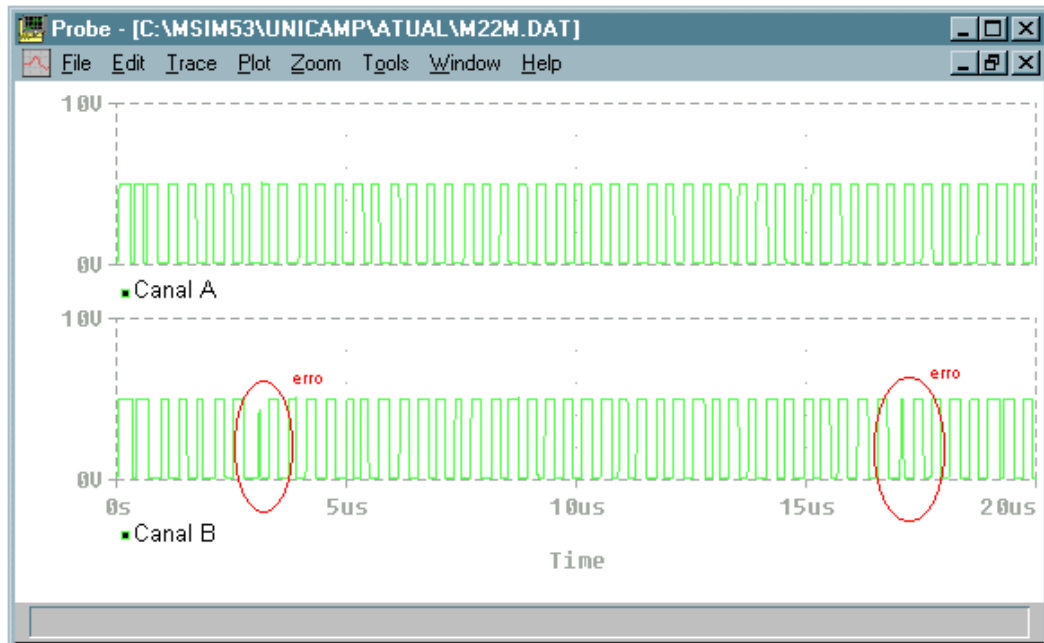


FIGURA 75. Sinal digital recebido com a presença de ruído de ingresso.

A janela apresentada pela FIG. 75 foi definida para um período de 20 us, com a finalidade de apresentar uma transmissão que contenha uma quantidade maior de bits regenerados pelo simulador. Nesta janela, podemos notar a ocorrência de dois bits totalmente degradados, ocasionados pela introdução de ruído no canal de retorno, o que dificulta a recepção do sinal digital.

Embora essa forma de observação por análise gráfica não seja a maneira mais precisa para se determinar a medida de probabilidade de erro (P_e) de uma transmissão digital, ela permite uma boa visualização das deformações e perdas de bits que ocorrem no canal de retorno de uma rede HFC, quando da presença de sinais ruidosos.

Capítulo 7

Conclusões

Esse trabalho discute o projeto e a implementação do simulador de rede HFC, denominado de “Simulador MODEM QPSK”. Esse simulador, foi desenvolvido no Programa PSpice utilizando o sistema operacional Windows 97.

Essa implementação utilizou as facilidades disponíveis no Programa PSpice, tais como, modularidade e re-usabilidade. Outros recursos avançados do programa também foram utilizados, como por exemplo, a criação de componentes, simulação em múltiplas execuções, medições de parâmetros e visualização de sinais.

Embora não esteja definitivamente padronizada, a arquitetura de redes HFC, mantêm características de composição e funcionamento que são empregadas universalmente pela maioria das operadoras de TV a Cabo. Desta forma, os recursos apresentados por esse trabalho são potencialmente utilizáveis e permitem uma atualização de conhecimentos sobre as arquiteturas disponíveis para os serviços de faixa larga.

Para configurar a abrangência e a capacidade do simulador proposto, primeiramente foi necessária a apresentação das informações teóricas sobre a composição básica de uma estrutura de rede HFC. Atingindo esse objetivo, foi possível definir os circuitos necessários para a implementação do simulador MODEM QPSK. O desempenho desse simulador foi determinado através da realização de testes com base em dispositivos reais.

A versão atual do simulador MODEM QPSK conta com cinco tipos de módulos: módulo de geração de trem de bits, módulo de transmissão (modulador), módulo de recepção (demodulador), módulo de rede coaxial e módulo regenerador de bits. A utilização desses módulos permitiu a definição de uma estrutura eficiente e flexível para as simulações necessárias.

A escolha pelo uso da técnica QPSK para potencializar uma aplicação de rede HFC para o transporte de sinais de dados bidirecionais, parte não apenas da sua

eficiência perante as condições existentes no canal de retorno, mas também pela facilidade que oferece à implementação por circuitos eletrônicos.

A finalidade em se optar pelo uso de circuitos discretos, no desenvolvimento do simulador MODEM QPSK deve-se ao fato de que os circuitos digitais exigem uma biblioteca de componentes bem mais poderosa do que a disponível pelo programa PSpice no momento da implementação do circuito. Como a proposta do trabalho é a de comprovar a eficiência da técnica QPSK nas transmissões pelo canal de retorno, não tendo a preocupação de propor um circuito prático para a indústria de cabo modem, a alternativa utilizada serviu plenamente aos seus propósitos.

O simulador proposto opera com portadoras de 22 MHz obtidas pela utilização de fontes externas; o trem de bits que ataca o simulador, também é fornecido por fontes digitais externas. Desse modo, tanto a frequência do sinal da portadora quanto a taxa de bits podem ser facilmente alteradas pelo operador para qualquer valor desejado. Isso permite a simulação do comportamento da técnica QPSK, transmitida pelo canal de retorno, em diferentes taxas de transmissão e em várias frequências de operação.

Na versão atual do simulador não é possível obter a alteração de parâmetros de transmissão sem que o operador tenha que atuar alterando valores de componentes dentro do circuito elétrico proposto. Isso é um fator limitante pois a atuação do usuário na modificação da configuração de parâmetros é possível desde que ele tenha o conhecimento teórico dos componentes utilizados pelo circuito; além de, naturalmente, dominar o Programa PSpice. Contudo, com base nas noções teóricas contidas neste trabalho, acrescidas de algumas práticas com o simulador, o usuário estará apto a operar e condicionar os testes desejados.

7.1 Avaliação dos resultados obtidos

No circuito simulador MODEM QPSK implementado, a etapa moduladora é composta por dois moduladores 2-PSK em paralelo que possibilitam um fácil ajuste no balanceamento que rejeita os sinais de banda básica e de portadora de saída. Sua capacidade iguala-se à eficiência dos moduladores disponíveis no mercado, tal como o ZAD-1-1 da MINI-CIRCUITS (empresa americana que produz componentes de RF).

Os testes de simulação foram realizados em regime de funcionamento ideal - sem a presença de sinais perturbadores, e em regime funcionamento real - com a presença de sinais de ruído de ingresso. Os resultados da simulação em regime ideal foram validados através da observação do comportamento dos sinais transmitidos. Nesse caso observou-se a preservação da integridade de todos os pulsos regenerados pelo circuito. Em regime de funcionamento de um ambiente real (ruidoso), os resultados obtidos alcançaram valores bem próximos aos esperados para o tipo de técnica utilizada.

Para verificar o desempenho do circuito, foi utilizada a avaliação das condições de integridade dos pulsos recuperados no circuito regenerador, onde, sem a presença de ruído, os sinais digitais recuperados foram plenamente identificados como pulsos 0 e 1, com a exata taxa e alternância dos bits originais injetados nos canais A e B do circuito simulador. Com a presença de sinais ruidosos introduzidos no circuito, verificou-se a degradação dos pulsos fornecidos pelo circuito regenerador.

A partir dos resultados obtidos pelos exemplos aqui apresentados, concluímos que o desempenho do simulador, para ambientes ideais e reais, é satisfatório e alcança os objetivos iniciais propostos por este trabalho.

7.2 Sugestões para trabalhos futuros

Basicamente, duas linhas de ação podem ser tomadas para expandir os recursos do simulador, tais como: a maior utilização de circuitos integrados (CIs) e a implementação de um módulo recuperador de portadora. A utilização de uma quantidade maior de CIs poderá incrementar de maneira mais eficiente os diversos circuitos empregados pelo simulador, possibilitando um aumento na disponibilidade dos serviços ofertados. Utilizando versões do Pspice mais atualizadas, a disponibilidade de componentes digitais será bem superior.

Outra alternativa para melhorar a eficiência do simulador, é realizar o desenvolvimento de um circuito recuperador de portadora que utilize o método de recuperação local não-linear. Os métodos disponíveis para isso são: da multiplicação, da modulação reversa, da remodulação e do processamento em banda básica. Este último é o mais recomendado devido à sua eficiência e facilidade de construção. Com a

implementação deste módulo, será possível a realização da soma dos bits demodulados em cada canal (A e B). Dessa forma obtém-se um único trem de pulsos sincronizados na saída da etapa demoduladora.

Referências Bibliográficas

- [1] COLQUITT, Walter T. *Changing hats: managing an HFC upgrade*. CED Magazine, April 1997.
- [2] <http://www.cedmagazine.com/>
- [3] RASKIN, Donald, STONEBACK, Dean. *Broadband Return Systems for Hybrid Fiber/Coax Cable TV Networks*. Prentice Hall PTR. pg. Xii, 1998.
- [4] MAASH, Michael D. *Coaxial signal splitters*. CED Commucations Engineering & Design, June 1993.
- [5] KMP – KABELMETAL – PIRELLI. *Catálogo de Produtos*. Embú – SP, 1996.
- [6] STANIEC, Thomas J. *Making it work: Return Systems*. CED Commucations Engineering & Design, August 1995.
- [7] LIMA, Claudio R. *Transmissão de serviços mutimídia interativas através de redes de TV a Cabo*. Grupo Algar. Uberlândia – M.G., 1997.
- [8] OLIVER, Kevin J. *Preventing ingress in the return path*. CED Commucations Engineering & Design, October 1996.
- [9] HAYKIN. *Communications Systems*. McGraw-Hill, 1979.
- [10] YOSHIDA, K., TACHIKAWA, K. *2Ghz Microwave PCM System*. Japan Telecommunications Review. Vol. 11. n° 1. pp. 18-29, 1969.

- [11] GRIPPA, G., VANNUCCHI, G. *Radio System for Medium Capacity Digital Transmission*. Telettra S.p.A. Milano, Março 1971.
- [12] RASHID, Muhammad H. *Spice for circuits and electronics using PSpice*. Prentice Hall. New Jersey, 1990.
- [13] SMITH, J. G. *Spectrally efficient modulation*. IEEE. Internation Conference on Communications. pp. 3.1-37-3.1-41. Chicago, Illinois, June 1977.
- [14] SCAVASIN, Decival A. W. *Modulador e demodulador 4-psk operando em 70MHz*. Campinas, Abril 1981.
- [15] BENNETT, W. R., DAVEY, J. R. *Data Transmission*. McGraw-Hill. New York, 1965.
- [16] HICKMAN, Ian. *Newnes Pratical RF Handbook*. BH Newnes, 1993.
- [17] MATICK, Richard E. *Transmission lines for digital and communication networks*. McGraw-Hill. New York, 1969.
- [18] YONEZAWA, S. *Microwave Communications: System Design and New Equipament*. 2nd. Ed. Maruzen Co. Tokio, 1973.
- [19] GEFPE, P. R. *Simplified Modern Filter Design*. Iliffe Books Ltd. London, 1963.
- [20] ROMANO, H. D. *Filtros de freqüência e linhas de transmissão*. Almeida Neves Editores. Cap. 3. Rio de Janeiro, 1976.

CAPACITORES

C1 91.8 pF
 C10 17.5 nF
 C12 .175 ► F
 C13 119 pF
 C14 17,5 pF
 C15 .175 ► F
 C16 .175 ► F
 C17 82.3 nF
 C18 3.85 ► F
 C19 7,24 nF
 C2 .34 ► F
 C20 275 pF
 C21 890 pF
 C22 275 pF
 C23 31,85 pF
 C24 17.5 ► F
 C25 385 nF
 C3 .34 ► F
 C6 2.6 nF
 Cb4 1.27 nF
 Cb5 1.27 nF
 Cd10 17.5 nF
 Cd12 1 nF
 Cd13 119 pF
 Cd14 17.5 pF
 Cd15 .175 ► F
 Cd16 .175 ► F
 Cd17 82.3 nF
 Cd18 3.85 ► F
 Cd19 7,24 nF
 Cd20 275 pF
 Cd21 890 pF
 Cd22 275 pF
 Cd23 31,85 nF
 Cd24 17.5 ► F
 Cd25 385 nF
 Cf4 1.27 nF
 Cf5 1.27 nF
 Cfb6 2.6 nF
 Cp1 91.8 pF
 Cp2 .34 ► F
 Cp3 .34 ► F
 Cs13 47 nF
 Cs14 10 pF
 Cs15 10 pF
 Cs16 47 nF
 Cs17 47 nF

DIODOS

D1 1N914
 D2 1N914
 D3 1N914
 D4 1N914
 Db1 1N914
 Db2 1N914
 Db3 1N914
 Db4 1N914
 Dc1 MPN3404
 Dp MPN3404

INDUTORES

L18 14.5 ► H
 L21 14.5 ► H
 L22 14.5 ► H
 L23 14,5 ► H
 L24 15,5 ► H
 L3 3,7 ► H
 L4 3,7 ► H
 Lb1 6.37 ► H
 Ld3 2.58 ► H
 Ld4 3.7 ► H
 Lf1 6.37 ► H

TRANSISTORES

Q1 2N2369
 Q10 2N3600
 Q2 2N5771
 Q20 2N2369
 Q3 2N5771
 Q4 2N2369
 Q45 MM420
 Q46 MM420
 Q47 MM420
 Q51 MM420
 Q52 MM420
 Q53 MM420
 Q8 2N3600
 Q9 2N3600
 Qd5a 2N3600
 Qd5b 2N3600
 Qd6a 2N3600
 Qd6b 2N3600
 Qp1 2N2369
 Qp2 2N5771
 Qp3 2N5771

RESISTORES

R1 100 Ω
 R10 22 Ω
 R107 10 k Ω
 R109 72 Ω
 R11 5 Ω
 R111 10 k Ω
 R112 10 k Ω
 R113 50 Ω
 R117 1 k Ω
 R12 5 Ω
 R123 1 Ω
 R124 10 k Ω
 R13 25 Ω
 R16 270 Ω
 R17 1 Ω
 R19 120 Ω
 R2 1 k Ω
 R20 2 k Ω
 R21 560 Ω
 R22 30 k Ω
 R23 270 Ω

R24 100 Ω
 R25 5.6 k Ω
 R26 3.3 k Ω
 R27 470 Ω
 R28 130 Ω
 R29 130 Ω
 R3 100 Ω
 R30 91 Ω
 R31 50 Ω
 R32 200 Ω
 R38 51 Ω
 R4 100 Ω
 R5 430 Ω
 R6 56 Ω
 R7 1k Ω
 R8 22 Ω
 R88 50 M Ω
 R9 22 Ω
 R90 50 M Ω
 R95 50 M Ω
 Rab11 5 Ω
 Rab12 5 Ω
 Rab13 25 Ω
 RC1 680 Ω
 Rc2 3.9k Ω
 RCb1 680 Ω
 RCb2 3.9 k Ω
 Rd10 17 Ω
 Rd11 17 Ω
 Rd19 120 Ω
 Rd20 2 k Ω
 Rd21 560 Ω
 Rd22 30 k Ω
 Rd23 270 Ω
 Rd24 100 Ω
 Rd25 5.6 k Ω
 Rd26 3.3 k Ω
 Rd27 470 Ω
 Rd28 130 Ω
 Rd29 130 Ω
 Rd30 91 Ω
 Rd31 50 Ω
 Rd32 200 Ω
 Rd38 51 Ω
 Re1 .50 Ω
 Re2 .50 Ω
 Reb1 .50 Ω
 Reb2 .50 Ω
 Rp1 100 Ω
 Rp10 22 Ω
 Rp2 1 k Ω
 Rp3 100 Ω
 Rp4 100 Ω
 Rp5 430 Ω
 Rp6 58 Ω
 Rp7 1 k Ω
 Rp8 22 Ω

Rp9 22 Ω
 Rpa1 3.9 k Ω
 Rpb 3.9 k Ω
 RS1 270 Ω
 Rs19 56 Ω
 Rs20 13 k Ω
 Rs21 30 k Ω
 Rs22 220 Ω
 Rs23 300 Ω
 Rs24 73 Ω
 Rs25 300 Ω
 Rs26 300 Ω
 Rs27 220 Ω
 Rs28 30 k Ω
 Rs29 13 k Ω
 Rs30 56 Ω
 Rs31 43 k Ω
 Rs32 1 k Ω

CABO

T6 Coax RG11 A/U

TRANSFORMADORES

Tb2 Trafo 3,2 uH
 Tf2 Trafo 3,2 uH
 Tx1a Trafo ,5 uH/1uH
 TX1b Trafo ,5 uH/1uH
 Tx2 Trafo 1 uH/1uH
 Tx2a Trafo 1uH/1uH
 TX2b Trafo 1uH/1uH
 TX2bb Trafo 1 uH/1 uH
 Tx3a Trafo ,5 uH/1 uH
 TX3b Trafo ,5 uH/1 UH

CI's

U1 LM311
 U2 LM311

FONTES DE TENSÃO

V12 Fonte VCC (3,6V)
 V13 Fonte VCC (4V)
 V31 Fonte Digital (5V/ 5 Mbps)
 V32 Fonte Digital (5V/5 Mbps)
 V36 Fonte RF (22MHz)
 V39 Fonte VCC (12V)
 V40 Fonte RF (22MHz)
 Va Fonte VCC (4V)
 Vb Fonte VCC (3,6V)
 VB1 Fonte VCC (5V)
 VB2 Fonte VCC (5V)
 Vcc Fonte VCC (12V)
 Vccb Fonte VCC (12V)
 VEE Fonte VCC (8V)
 VEEb Fonte VCC (8V)
 Vin Fonte RF (22 MHz)
 VINb Fonte RF (22 MHz)

Apêndice A

Programa PSPICE

No ano de 1970, um programa desenvolvido em *mainframe* chamado de “Spice” [12] começou a ser implementado pela Universidade de Berkeley (Califórnia – EUA) e rapidamente ficou difundido no ambiente acadêmico. O Spice é um programa com propósito geral para simular circuitos elétricos e eletrônicos. Os componentes concebidos são resistores, capacitores, indutores, indutância mútua, fontes independentes (AC e DC), fontes dependentes (VCCS, VCVS, CCCS e CCVS), linhas de transmissão, diodos e transistores (BJT, JFET, MOSFET).

Em 1994, a primeira versão do Spice para rodar em computador pessoal - PC começa a ser desenvolvida com o nome de PSpice. O PSpice inclui virtualmente todos os recursos do Spice genérico adicionando outros, como: transistores de arseneto de gálio, modelos de transformadores magnéticos não-lineares, comutadores controlados por tensão e corrente, biblioteca de dispositivos, transformada rápida de Fourier e análises de Monte Carlo.

Talvez o maior recurso adicionado é o programa de pós-processamento gráfico chamado “Probe”. O Probe é um software que simula os sinais produzidos por um osciloscópio, apresentando na tela do micro uma visualização das formas de ondas com os níveis de medidas. Esses resultados também podem ser impressos ou traçados.

Embora a distribuição do PSpice não seja de domínio público, ele é um ótimo software para desenvolvimento industrial e educacional. De qualquer forma, a Microsim Corporation (empresa que detém os direitos sobre o PSpice) produz e desenvolve versões demonstrativas, sem custos, que podem ser baixadas via Internet.

O diagrama em blocos da FIG. 76 apresenta todos os dispositivos de arquivos fornecidos pelo PSpice, para que o usuário possa empregar na criação dos circuitos projetados. Esses dispositivos contêm valores padrões para todos os parâmetros requeridos pelos componentes eletrônicos que podem ser modificados, se

necessário. Além disso, o usuário dispõe de: componentes passivos, fontes de corrente, fontes de tensão e diversos comandos para as análises desejadas.

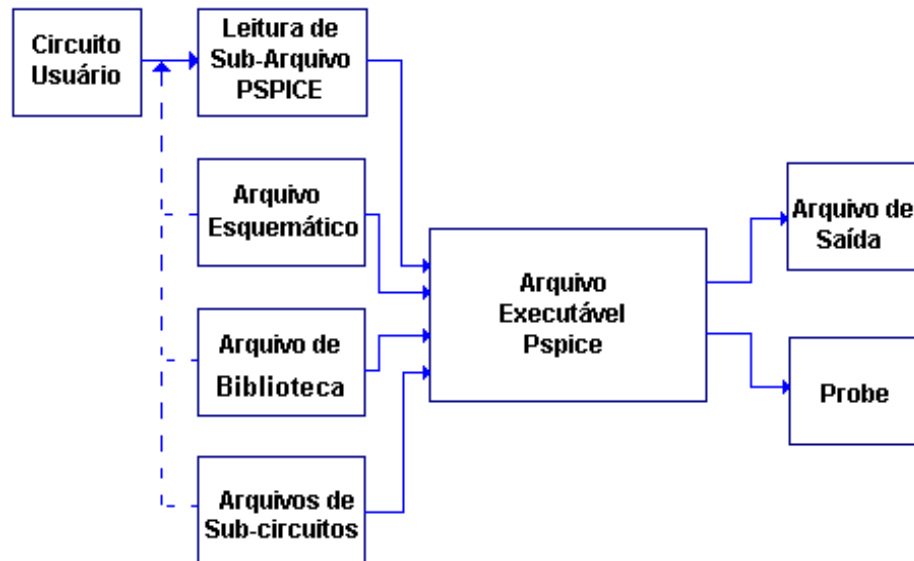


FIGURA 76. Diagrama esquemático da estrutura interna de um arquivo PSpice.

A estrutura interna de **arquivos** do PSpice[12] visto na FIG. 76, é compreendida por um grupo de dispositivos de arquivos auxiliares, definindo um dispositivo para cada elemento utilizado. Além disso, possui arquivos de livrarias independentes para pequenos circuitos integrados, como por exemplo os amplificadores operacionais. A disponibilidade para o uso de sub-circuito como arquivo, facilita, ao usuário, na criação de circuitos integrados próprios que possam ser necessários na implementação.

O **arquivo executável PSpice** realiza a leitura dos arquivos de circuitos projetados pelo usuário, incorporando todos os dispositivos, bibliotecas e sub-circuitos necessários, incluindo os definidos pelo usuário e os requeridos internamente pelo programa.

Os dados de saída do programa são produzidos de duas formas. Primeiro, o **arquivo de saída** fornece um texto indicando todos os nós de tensão e corrente existentes, e uma tabela com todos os valores interagidos; segundo, o bloco denominado **Probe**, fornece os arquivos de saída mais interessantes. Este último, é um

processador de saída versátil que simula as funções de pesquisa lógica, osciloscópio e medidor de ganho de fase. Por essa razão, o Probe consegue manipular matematicamente todas as saídas com funções de voltagem, corrente e período.

Problemas de precisão podem ocorrer nos resultados das simulações de projetos analógicos. Alguns simuladores simples não são capazes de simular todos os circuitos necessários para determinados projetos. Outros, se aproximam dos valores reais medidos, mas não batem fielmente com os valores esperados. Outros, ainda, são difíceis de utilizar, causando não apenas uma perda de tempo, mas também prejudicando a visualização completa do projeto durante a simulação.

Inúmeros artigos publicados em revistas especializadas, como, por exemplo, a respeitada *IEEE TRANSACTIONS ON EDUCATION*, indicam os programas Spice e PSpice como altamente aplicáveis para o desenvolvimento de circuitos eletrônicos, e demonstram resultados simulados com alto nível de precisão. Admitem, também, que o Programa PSpice é uma ferramenta adequada para criar e simular circuitos analógicos contendo modelos de bibliotecas com mais de 8.500 componentes, e se não dispor do componente que é necessário é possível realizar rapidamente a criação de um novo componente. Outra vantagem identificada é que, como qualquer circuito projetado pode ser simulado, então poderá ser modificado pelo operador, tendo como base os resultados obtidos.

De qualquer modo, os usuários do PSpice precisam estar atentos e cautelosos quando modelarem circuitos nas seguintes situações:

- Os dispositivos passivos (R,L,C) são ideais, isto é, eles não incluem histerese e possuem um infinito Q. Para a simulação de alta freqüência, os usuários podem especificar explicitamente os componentes parasitas. Isso também é aplicado para os dispositivos semicondutores.
- As linhas de transmissão podem ser modeladas em R, L, G e C, de acordo com a unidade de comprimento. Os modelos de linhas de transmissão PSpice são completamente distribuídos, não acumulativos e permitem uma dependência na freqüência de R e G para simular o efeito peculiar e a perda dielétrica.

- Apenas a versão profissional (ou de produção) pode simular um circuito completo com mais de 200 transistores bipolares (ou 150 MOSFETs - Transistor de Efeito de Campo de Semicondutor Óxido-Metal).
- O programa, embora seja interativo, permite que um circuito possa ser analisado com valores diferentes de componentes apenas se o programa utilizado for reeditado.
- Se os componentes de um circuito são especificados, a saída pode ser prevista. No caso inverso, se a saída é especificada, o PSpice não pode ser usado para sintetizar os componentes do circuito.
- A impedância de entrada não pode ser determinada diretamente sem que se “rode” o pós-processador gráfico Probe.
- A versão PC necessita de 512 kbytes de memória (RAM) para rodar.
- A análise de distorção não é avaliada.
- A impedância de saída de um circuito não pode ser impressa ou traçada diretamente.
- A versão profissional requer um co-processador matemático.

Na seqüência, apresentamos os módulos disponíveis pelo PSpice e utilizados no desenvolvimento dos circuitos simulados.

a) Módulo Schematics

Nesse módulo, são desenvolvidos todos circuitos elétricos correspondentes aos equipamentos utilizados pela plataforma de testes. São também fornecidas as bibliotecas dos componentes ativos e passivos, além dos cabos coaxiais padronizados. Os arquivos utilizados por esse módulo apresentam a extensão “.CIR”. A FIG. 77 mostra a tela do Módulo Schematics.

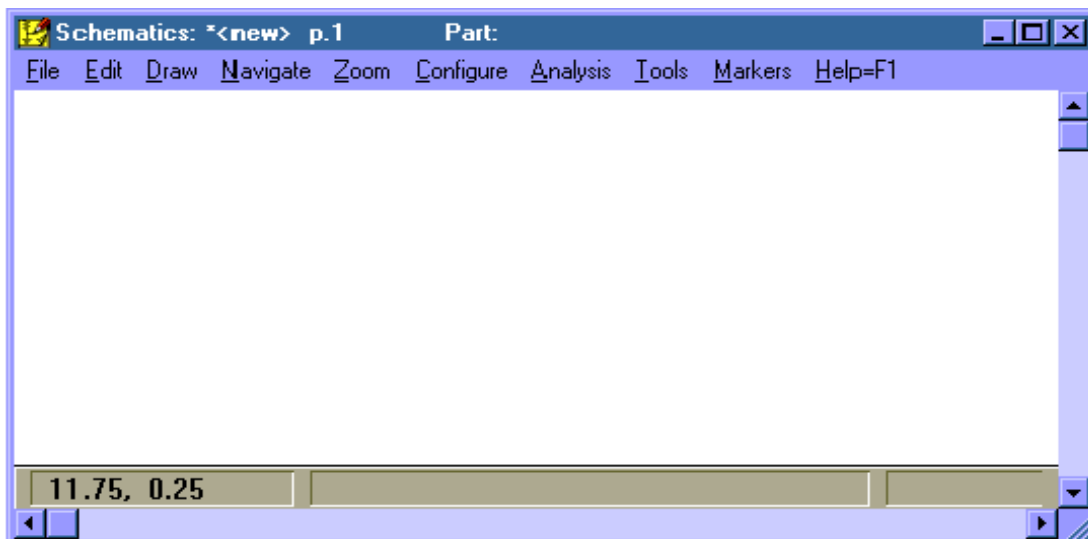


FIGURA 77. Tela de apresentação do Módulo Schematics.

b) Módulo Probe

Nesse módulo, como num osciloscópio, são apresentados os resultados gráficos das formas de ondas correspondentes aos pontos de leitura escolhidos no circuito implementado. A interpretação dos resultados é obtida pela análise dos níveis de tensão e potência no domínio do tempo e da frequência, fornecidas pelas janelas gráficas do módulo onde são criados os arquivos com extensão “.DAT”. A FIG. 78, mostra a tela de apresentação do módulo Probe.

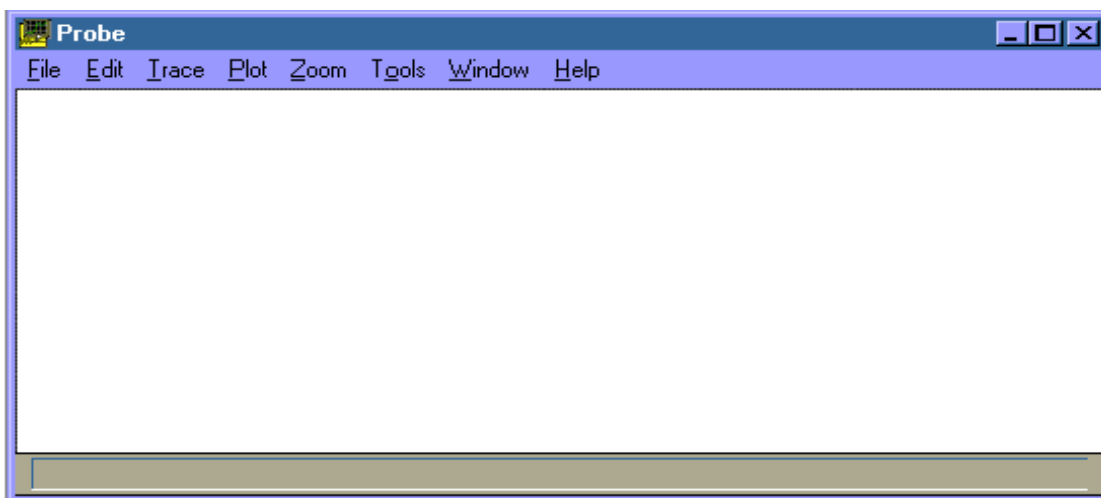


FIGURA 78. Tela de apresentação do Módulo Probe.

c) Módulo PSpice

Após o término da elaboração do circuito, os resultados elétricos de cada ensaio são obtidos com a compilação do programa. Ao final da compilação, se não houver erros no circuito, aparecerá uma mensagem de término de “rodada”, e posteriormente a tela de visualização do Módulo Probe. Se houver erros, aparecerão mensagens na tela que servem de orientação ao usuário para contornar os problemas surgidos. Nesse módulo é criado o arquivo executável. A FIG. 79 mostra a tela do módulo PSpice.

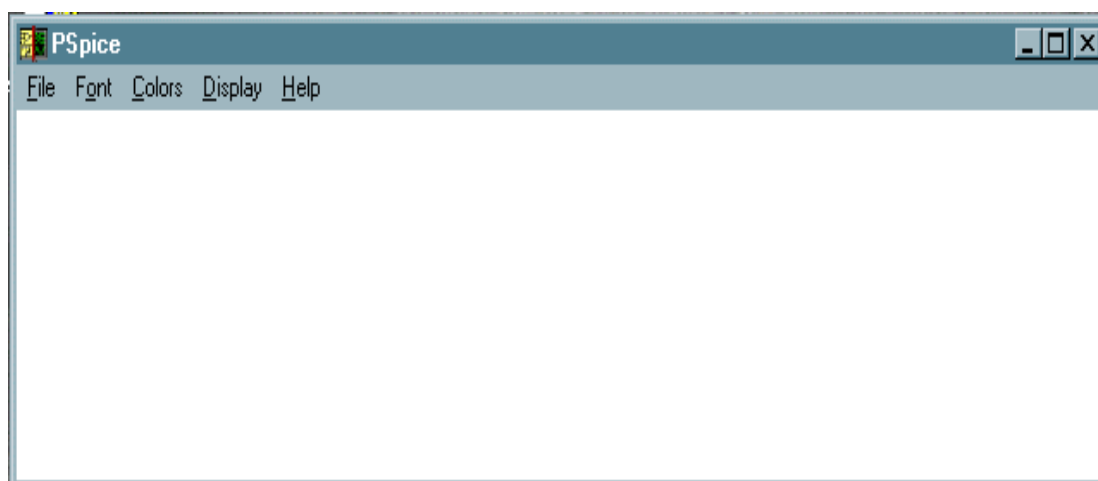


FIGURA 79. Tela de apresentação do Módulo PSpice.

O Pspice, como simulador, não tem limitação de frequência superior; algumas dificuldades estão em obter modelos que sejam altamente precisos em altas frequências. Para evitar possíveis distorções de resultados, o software é dotado de advertências que são ativadas sempre que ocorrerem problemas de excesso de processamento. No caso específico do circuito proposto por este trabalho, tais limitações foram satisfatoriamente absorvidas, possibilitando a obtenção de todos os resultados desejados.