

COMUNICAÇÃO DE DADOS

UnB

Parte 2

Prof. Fabio Montoro
março 1995
r1 (1996)

2 TRANSMISSÃO DE DADOS

"Transmissão de Dados" é o estudo da teoria, métodos e equipamentos que permitem transmitir dados digitais em um determinado meio de transmissão. Para que uma transmissão de dados se efetive, é necessário, o transmissor, o meio físico por onde vão passar os dados e o receptor.

A questões centrais da transmissão de dados são: as características do meio físico, a escolha do sinal a ser transmitido de modo que ele possa carregar a maior quantidade possível de informação (bits) por segundo e a capacidade do receptor em recuperar a informação original transmitida.

O aspecto tecnológico da transmissão de dados é o estudo dos equipamentos de transmissão.

Num caso mais genérico, a transmissão vai ocorrer nos dois sentidos e o sistema completo será formado por dois equipamentos de transmissão, sendo que cada equipamento estará equipado com um circuito transmissor e outro receptor.

Os equipamentos de transmissão mais utilizados são: o modem analógico (modem V34, modem rádio, modem satélite), o modem banda-base (codificadores HDB3, HDSL, ADSL, etc) e o transmissor ótico (via fibra ótica ou espaço).

Este capítulo descreve os conceitos básicos da transmissão de dados; analisa o par trançado, que é o meio de transmissão mais utilizado até hoje, tanto para voz quanto para dados; descreve as técnicas e equipamentos utilizados; e discute as formas de multiplexação digital.

Outros meios de transmissão, como o cabo coaxial e a fibra ótica, não analisados aqui.

Muitas vezes se fala em transmissão e comunicação de dados.

"Comunicação de Dados" é o estudo do tratamento lógico dispensado aos dados para permitir a comunicação entre duas máquinas digitais, pressupondo que esses dados serão transmitidos através de um canal de comunicação por equipamentos de transmissão apropriados.

Se dividirmos a comunicação em camadas de responsabilidade, a transmissão de dados fará parte da camada mais elementar, se envolvendo com os aspectos físicos e elétricos da comunicação. A comunicação de dados fará parte de uma segunda camada, se envolvendo com os aspectos lógicos de organização das sequências de bits, o que permitirá um grau de eficiência e confiabilidade maior ou menor.

2.1 Transferência de dados

Os dados digitais, sob a forma de bits, ficam armazenados em elementos básicos de memória¹.

Antes de abordar a transmissão de dados propriamente, vamos analisar a questão da transferência de dados, ou seja, a forma pela qual a informação binária passa de um elemento básico de memória (transmissor) para outro (receptor).

A transferência de um bit, de um elemento a outro, ocorre no instante exato em que o elemento receptor "lê" esse bit para si.

Há três formas clássicas de se fazer essa transferência:

- Sinalizada
- Síncrona
- Assíncrona

Na forma sinalizada (figura 2.1), o elemento transmissor E1 avisa ao elemento receptor E2 que o bit está disponível para ser lido (sinal pronto). O elemento receptor E2 lê o bit e avisa que já leu (sinal ok). Dessa forma E1 pode transmitir vários bits para E2, sequencialmente. Naturalmente, se E1 somente consegue armazenar um bit, por ser um elemento básico, antes de transmitir o próximo bit para E2 ele deve receber o novo bit de algum outro elemento.

¹ Elemento básico de memória é um dispositivo eletrônico com capacidade de armazenar uma unidade básica de informação binária, ou seja, um bit.

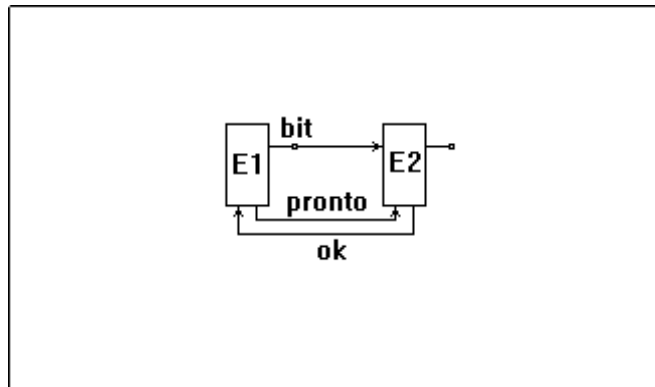


Fig. 2.1: Transferência de dados sinalizada

A frequência dos sinais “pronto/ok” define a taxa de transferência dos dados, ou seja, a velocidade em que o elemento básico transfere seus dados. Se os sinais “pronto/ok” operam na frequência “x” Hz (ciclos por segundo), então a taxa de transferência será de “x” bits por segundo (bps).

Os equipamentos microprocessados² possuem um barramento interno que interliga seus componentes, como memórias, registros diversos, circuitos processadores, etc.

Esses barramentos utilizam a forma de transferência de dados sinalizada, com 8, 16, 32 ou mais elementos básicos em paralelo. Como os elementos operam sincronizados, a velocidade de transferência total do barramento será o produto dessa velocidade de sinalização pela quantidade de elementos básicos (bits em paralelo). Por exemplo, um barramento de 32 bits operando com um sincronismo de 100 MHz, vai ter uma velocidade de transferência de $(100)(10^6)(32) = 3,2$ Gbps.

Na forma síncrona (figura 2.2), um sinal de sincronismo marca a cadência exata em que os bits são transferidos. Pela figura pode-se ver que o sinal de sincronismo está sendo gerado pelo elemento transmissor, mas também é possível se contruir um sistema no qual o sinal de sincronismo seja gerado pelo receptor.

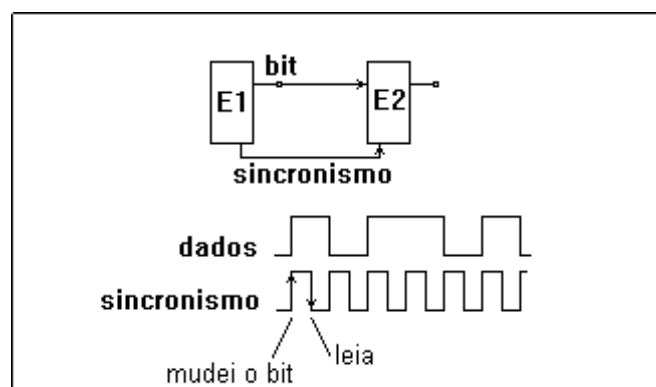


Fig. 2.2: Transferência de dados síncrona – sincronismo do transmissor

² Construídos com microprocessadores.

Quando o sincronismo é gerado pelo transmissor, normalmente sua transição negativa comanda a leitura do bit para o receptor. A transição positiva indica que outro bit foi colocado no elemento receptor.

Quando o sincronismo é gerado pelo receptor, normalmente sua transição positiva comanda o transmissor a disponibilizar novo bit, e a transição negativa indica o instante da leitura do bit (figura 2.3).

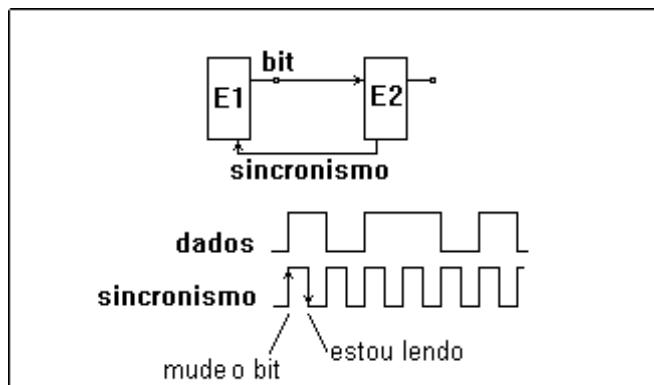


Fig. 2.3: Transferência de dados síncrona – sincronismo do receptor

Na forma síncrona só há um sinal de comando (sinal de sincronismo) e, esse fato, pode ser uma vantagem em determinadas situações, em relação à forma sinalizada, que possui dois sinais.

Na forma assíncrona não há sinais de comando ou sincronismo. O transmissor simplesmente vai disponibilizando, por um certo tempo, os bits, e o receptor deve ser concebido de tal forma que consiga lê-los.

A forma assíncrona tradicional foi idealizada para transferir, caractere a caractere, um determinado texto, conforme pode ser visto na figura 2.4. Nela, o sinal de dados (estado do bit) fica sempre em "1" se não houver bits a transferir. Antes de disponibilizar o primeiro bit do caractere, o transmissor abaixa o sinal de dados para "0" pelo tempo de um bit, então, logo após disponibiliza o primeiro bit, em seguida o segundo bit, e assim por diante até disponibilizar todos os bits do caractere, mantendo o mesmo ritmo. Assim, o receptor sabe que vai iniciar um caractere quando o sinal de dados cai para "0". Esse sinal inicial é chamado de "*start*". Depois que o transmissor disponibiliza os bits do caractere (que podem ser 5, 6, 7, 8, etc...), no final coloca o sinal de dados em "1" pelo tempo de um, um e meio ou dois bits. Esse sinal é chamado de "*stop*".

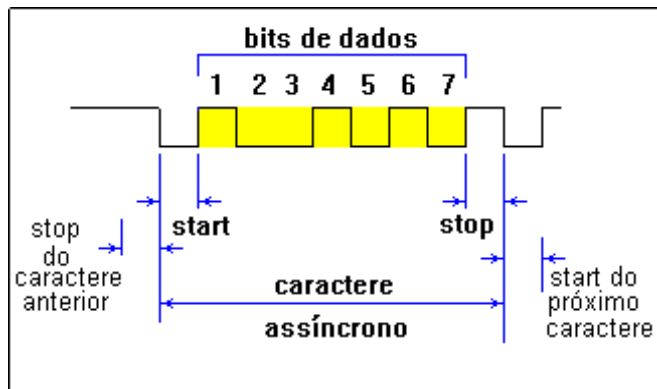


Fig. 2.4: Caractere assíncrono

As duas formas de transferência, utilizadas atualmente nas interfaces seriais entre equipamentos, são: a síncrona e a assíncrona.

A forma assíncrona é menos eficiente que a síncrona, tendo em vista que precisa, no mínimo, mais dois bits a cada caractere transmitido (um caractere possui de 5 a 8 bits normalmente). Na transferência síncrona os caracteres podem ser transmitidos em pacotes, sem os bits de *start* e *stop*.

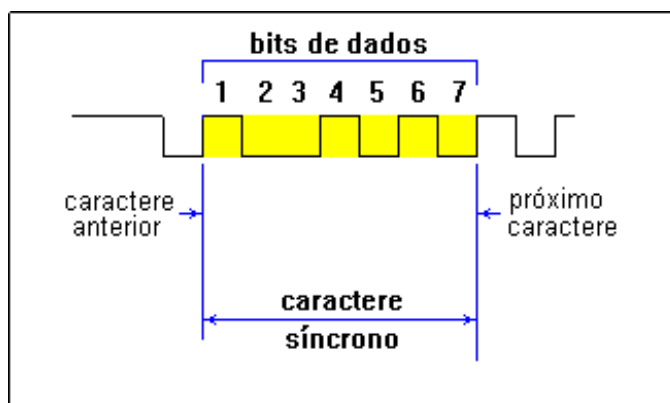


Fig. 2.5: Caractere síncrono

A transferência de dados entre duas máquinas digitais pode ser:

- Serial
- Paralela

A transferência serial é aquela que envolve apenas um elemento transmissor, que se encarrega de passar os dados (bit após bit) para o elemento receptor.

A transferência paralela simplesmente consiste em colocar vários elementos transmissores operando simultaneamente com vários elementos receptores. Impressoras costumam ter interface do tipo paralela para se comunicar com o microcomputador. Os barramentos internos dos equipamentos também operam de forma paralela, conforme já mencionei.

A transferência serial, por envolver um único elemento transmissor, é mais simples e mais utilizada na comunicação de dados entre equipamentos.

Com relação ao sentido e disciplina, podemos classificar a comunicação serial entre duas máquinas digitais em:

- Simplex
- Duplex
- Semi-duplex

A comunicação simplex é aquela que somente ocorre em um sentido. Uma máquina possui um elemento transmissor e a outra, um receptor.

A comunicação duplex, também conhecida como “full-duplex”, ocorre nos dois sentidos simultaneamente. Nesse caso cada uma das máquinas deve ter os dois elementos: transmissor e receptor.

A comunicação semi-duplex também ocorre nos dois sentidos, porém, em um sentido de cada vez. Nesse caso, cada máquina deve ter seu elemento transmissor, mas eles não podem operar simultaneamente.

2.2 MEIO DE TRANSMISSÃO

A tabela 2.1 mostra os meios de transmissão mais comuns, as bandas disponíveis aproximadas, e os equipamentos utilizados para transmitir dados.

O meio de transmissão se comporta como um canal de banda limitada e introduz uma série de degenerações no sinal que por ele trafega.

Tabela 2.1: Meios de transmissão e os equipamentos utilizados

Meio de transmissão	Banda [Hz]	Equipamento utilizado
Par trançado	0 a $5 \cdot 10^6$	Modem banda base
Par condicionado	300 a 3400	Modem analógico

Canal de voz ³	300 a 3400	Modem analógico
Cabo coaxial	10^5 a 10^9	Modem cabo
Fibra ótica	10^{14} a 10^{15}	Modem ótico
Espaço (micro-ondas)	10^9 a 10^{11}	Modem rádio, modem satélite

Para os quatro primeiros meios de transmissão utilizam-se sinais elétricos, para a fibra ótica utilizam-se sinais luminosos e para o espaço, no caso de micro-ondas, utilizam-se sinais eletromagnéticos.

Dependendo da banda do canal e da faixa de frequências ocupada pelos sinais a serem transmitidos, o canal pode suportar vários sub-canais de dados independentes, cada um ocupando uma faixa limitada no espectro de frequência, e isso pode ocorrer com qualquer um dos meios citados. Por exemplo: no par trançado podemos multiplexar em frequência

Neste curso abordaremos os três primeiros casos citados na tabela anterior.

2.2.1 Par trançado

O par de fios trançados é o meio de transmissão mais utilizado no mundo, por causa da telefonia. Também chamado de par físico.

É um par de fios, normalmente de cobre rígido, trançado para evitar interferências. É o meio de transmissão que liga nosso aparelho telefônico à central de comutação mais próxima. Esse par de fios, aparentemente simples, pode provocar graves distorções de amplitude no sinal que por ele trafega, dependendo, principalmente, do seu comprimento, da frequência do sinal transmitido e da espessura do fio utilizado.

O par de fios forma uma linha de transmissão que possui 4 parâmetros básicos:

R = resistência de enlace por km. É a resistência do par de fios, considerando ida e volta, por km.

C = capacitância por km. É a capacitância gerada pela proximidade dos dois fios.

³ Na verdade, o canal de voz não é um meio de transmissão específico, mas é composto de vários meios em sequência, podendo haver equipamentos entre eles. Foi incluído na tabela porque pode ser visto como a generalização dos meios usados para transportar o sinal de voz.

L = indutância de enlace por km. É a indutância provocada pelo campo magnético entre os fios.

G = condutância por km. É gerada pela fuga elétrica nos isolantes dos fios.

Podemos, portanto, representar um quilômetro de par trançado pelo modelo apresentado na figura 2.6.

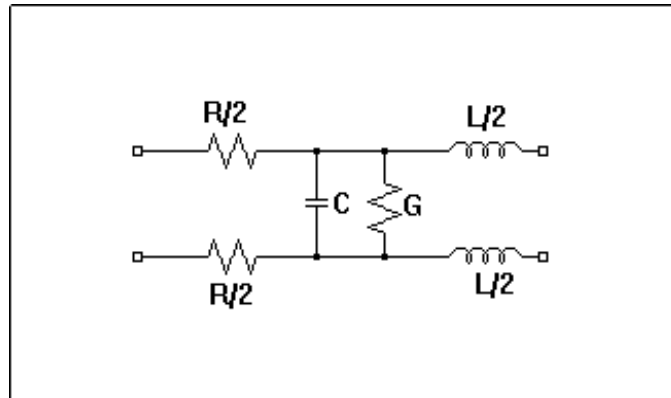


Fig. 2.6: Modelo do par trançado – 1 km

Para baixas frequências, até 50 kHz, como é o caso da telefonia convencional, a indutância e a condutância são parâmetros de pouca influência, ou seja, são valores pequenos, e podemos simplificar o modelo da figura 2.6 considerando somente a resistência e a capacitância. Uma condutância pequena significa uma alta resistência entre os dois condutores.

Então, para analisar o par trançado utilizado em telefonia, podemos utilizar o modelo da figura 2.7.

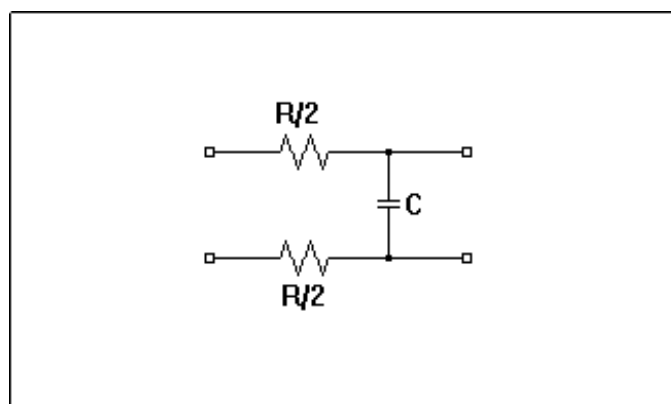


Fig. 2.7: Modelo simplificado do par trançado – 1 km

A tabela 2.2 mostra os valores típicos, para a temperatura de 20 °C, desses parâmetros, para os fios mais utilizados como pares telefônicos⁴.

Tabela 2.2: Fios de cobre utilizados em telefonia

Diâmetro do fio [mm]	AWG (aproximado)	R [Ω/km]	C [nF/km]	L_e [km]
0,40	26	288	49	L
0,50	24	184	51	0,81 L
0,65	22	106	51	0,62 L
0,90	19	56	51	0,45 L

Os dois parâmetros, R e C, distribuídos ao longo da linha, produzem o efeito de um filtro que atenua mais as frequências altas, provocando distorção de amplitude.

A coluna da direita estabelece que um lance de comprimento “L” de um determinado tipo de cabo equivale a um comprimento “L_e” do cabo de 0,40 mm. Para um cabo qualquer, o comprimento equivalente também é dado pela equação abaixo, onde R e C são os parâmetros básicos do cabo:

$$L_e = 0,0084 \sqrt{RC} \cdot L$$

A figura 2.8 mostra uma linha com três segmentos de cabos diferentes.

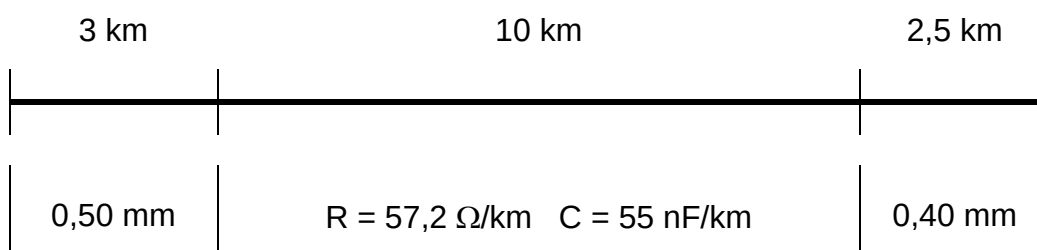


Fig. 2.8: Exemplo de linha com três tipos de cabos

⁴ Ref. 107.

O comprimento dessa linha, equivalente ao cabo 0,40 mm, é:

$$L_e = (0,81)(3) + 0084\sqrt{(57,2)(55)} \cdot (10) + 2,5 = 9,64 \text{ km}$$

A figura 2.9 mostra a resposta em frequência do par trançado 0,40 mm (AWG 26), para diversos comprimentos do cabo.

O ideal é que a resposta em frequência do cabo fosse plana, ou seja, atenuasse na mesma intensidade o sinal, qualquer que fosse sua frequência, não apresentando, portanto, distorção. No entanto, a figura mostra que quanto maior o comprimento do cabo mais severa é a distorção de amplitude. Esse fenômeno prejudica a inteligibilidade na ligação telefônica e pode provocar erros nas transmissões de dados.

Intencionalmente, a figura mostra a distorção na faixa de voz, que é de 300 a 3400 Hz. Essa faixa é chamada de canal de voz.

Verificando na figura, por exemplo, um sinal senoidal de 2 kHz, passando por um par trançado AWG 26 com 12 km de comprimento, será atenuado em 29 dB.

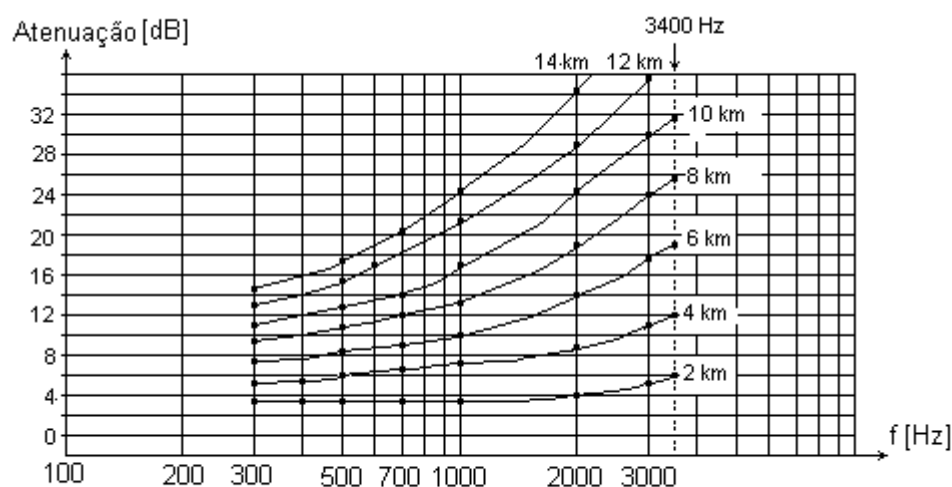


Fig. 2.9: Atenuação do par trançado bitola AWG 26 (0,40 mm)⁵

⁵ Essas curvas foram levantadas por mim, em laboratório, utilizando um simulador de par físico AWG 26, composto de um modelo igual ao da figura 2,7, para cada 0,5 km. Foram utilizados um gerador de sinal senoidal e um decibelímetro, ambos com impedância de 600Ω.

2.2.2 Par trançado condicionado

A fim de compensar a distorção de amplitude presente nos pares físicos, Michael Pupin propôs equalizar a resposta em frequência, inserindo bobinas distribuídas ao longo da linha, regularmente espaçadas, conforme mostra a figura 2.10.

Quando o par físico recebe esse tratamento dizemos que é uma linha condicionada ou pupinizada.

As bobinas compensam a distorção natural do par físico até uma certa frequência, e, a partir desse ponto, elas provocam uma distorção mais acentuada, conforme mostra a figura 2.11.

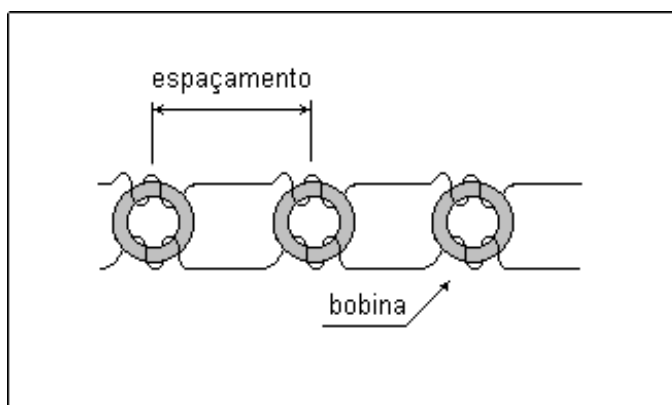


Fig. 2.10: Linha pupinizada

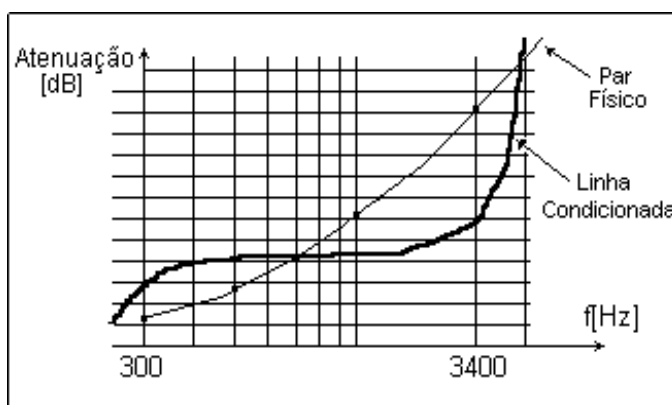


Fig. 2.11: Efeito do condicionamento

Com a pupinização, a resposta em frequência melhorou bastante dentro da faixa de voz (300 a 3400 Hz) e piorou para frequências acima de 3400 Hz.

Essa atenuação, mais acentuada a partir de 3400 Hz, impede, praticamente, que se passe, por essa linha, sinal que não esteja contido na faixa de voz.

A pupinização foi idealizada para melhorar a linha para o tráfego do sinal de voz utilizado na telefonia, cujo espectro vai até 3400 Hz.

A indutância das bobinas de pupinização varia de 15 a 66 mH para linhas de assinante e de 44 a 100 mH para linhas tronco. A nomenclatura utilizada para linhas pupinizadas é do tipo “24H88”, onde “24” é a bitola do fio em AWG, “H” é o código do espaçamento e “88” é a indutância em mH. A tabela 2.3 mostra alguns sistemas utilizados na prática.

Tabela 2.3: Sistemas de pupinização

Sistema	Intervalo [m]	Indutância da bobina [mH]
H-44	1.830	44
H-88	1.830	88
D-66	1.372	66
B-88	915	88

A tabela 2.4⁶ mostra atenuações para alguns tipos de cabos, com e sem pupinização. A coluna da esquerda especifica a bitola do cabo em questão. A coluna “Pupin” indica que tipo de pupinização foi executada no cabo. Em seguida há 10 colunas que mostram a atenuação, em dB/km, nas respectivas frequências (Hz). A última coluna indica a frequência de corte do cabo, ou seja, a frequência na qual a atenuação no cabo é de 3 dB por quilômetro.

⁶ Ref. 108.

Tabela 2.4: Atenuação nos cabos telefônicos

Bitola [mm]	Pupin	Atenuação [dB/km]										Corte [Hz]
		500	800	1000	1600	2300	2800	3400	4000	4500	5000	
0,405	não		1,59		2,23							
0,510	não		1,29		1,30							
	H-44	0,84	0,94	0,98	1,03	1,05	1,05	1,05	1,08	1,25	2,55	4919
	H-60	0,78	0,86	0,88	0,90	0,90	0,90	0,93	1,24	3,70	5,78	4213
	H-88	0,70	0,74	0,75	0,76	0,75	0,77	1,31	5,20	7,12	8,60	3478
	D-66	0,71	0,75	0,76	0,77	0,77	0,76	0,76	0,82	1,26	5,07	4642
	B-88	0,55	0,57	0,57	0,57	0,57	0,56	0,56	0,58	0,68	3,73	4919
	B-135	0,46	0,46	0,49	0,46	0,46	0,46	0,50	2,71	9,71	13,38	3972
0,640	não		1,00		1,40							
	H-44	0,59	0,64	0,65	0,67	0,67	0,67	0,67	0,69	0,79	1,94	4967
	H-60	0,54	0,57	0,57	0,58	0,58	0,58	0,59	0,77	3,36	5,58	4254
	H-88	0,47	0,48	0,48	0,48	0,48	0,49	0,80	4,98	6,96	8,43	3512
	D-66	0,47	0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	0,53	0,77	4,70	4687
	B-88	0,36	0,37	0,37	0,36	0,36	0,36	0,36	0,38	0,44	2,60	4967
	B-135	0,30	0,30	0,30	0,30	0,30	0,30	0,32	1,33	9,31	13,08	4010
0,910	não		0,70		0,96							
	H-44	0,34	0,36	0,36	0,36	0,36	0,36	0,36	0,38	0,45	2,04	4919
	H-60	0,30	0,31	0,31	0,31	0,31	0,31	0,32	0,46	3,51	4,73	4215
	H-88	0,26	0,26	0,26	0,26	0,26	0,27	0,54	5,16	7,10	8,55	3478
	D-66	0,26	0,27	0,27	0,27	0,27	0,27	0,27	0,30	0,50	5,00	4642
	B-88	0,20	0,20	0,20	0,20	0,20	0,20	0,21	0,22	0,27	3,58	4919
	B-135	0,17	0,17	0,17	0,17	0,17	0,17	0,20	2,45	9,70	13,38	3972

2.2.3 Canal de voz

Chama-se de canal de voz o meio de transmissão que somente garante transportar um sinal elétrico contido na faixa de voz, ou seja, na faixa de 300 a 3400 Hz.

O sinal da voz humana, ou sinal de voz, é bem complexo e possui uma densidade espectral semelhante ao que se apresenta na figura 2.12.

A densidade espectral do sinal de voz se modifica constantemente durante a fala, podendo, inclusive, haver intervalos de silêncio. A fala possui sons bem diferentes. Por exemplo, a palavra “esse” possui componentes de frequências mais altas que as da palavra “um”.

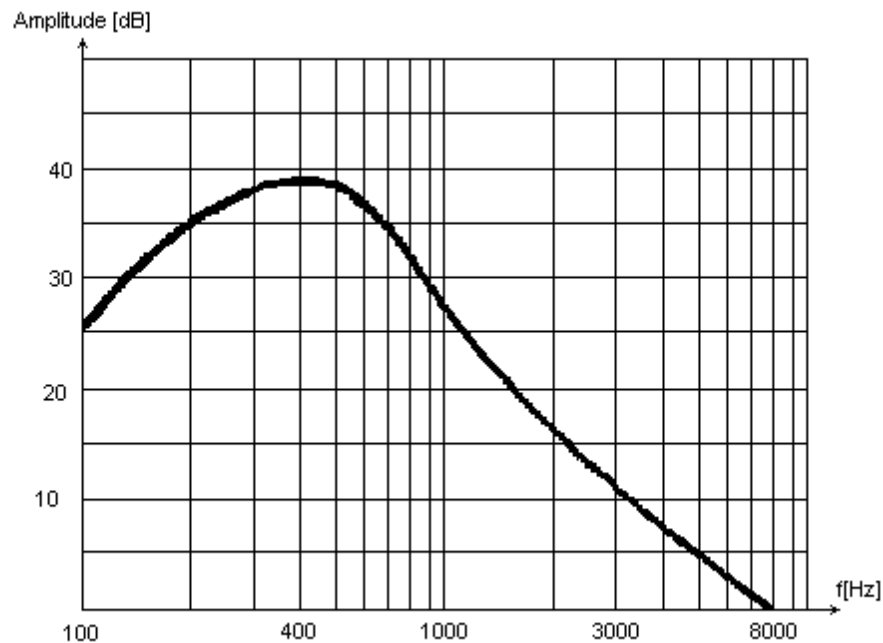


Fig. 2.12: Densidade espectral do sinal de voz

Apesar da constante variação do sinal de voz dificultar sua caracterização, levantamentos da densidade espectral média ao longo de um certo intervalo de tempo, resultaram no gráfico da figura anterior.

Notamos, pela figura, que o espectro da voz humana cobre a faixa de 100 a 8000 Hz e que a maior parte da energia se concentra na região mais baixa, em torno de 400 Hz.

Estudos que submeteram o sinal de voz a filtros, concluíram que a faixa mais importante para garantir a inteligibilidade é de 700 a 3000 Hz, apesar da energia estar concentrada mais abaixo. Após esses estudos, a faixa de 300 a 3400 Hz foi adotada como o canal necessário e suficiente para transportar o sinal de voz mantendo sua inteligibilidade. Essa faixa foi batizada como “canal de voz”.

Um canal de voz é caracterizado pelas degenerações que pode introduzir no sinal que por ele trafega. O canal de voz não é um meio de transmissão específico, mas pode ser constituído de vários meios, como trechos em par trançado, trechos em pares condicionados, amplificadores, equalizadores, multiplexadores, etc. Todos esses elementos introduzem degenerações (distorções, ruídos, etc.) que, somadas, devem ficar dentro dos

limites especificados para o canal em questão, a fim de se garantir que o sinal de voz possa trafegar com uma certa qualidade.

As principais degenerações que podem ser introduzidas no sinal que passa por um canal de voz, são:

- Atenuação
- Distorção de amplitude
- Retardo
- Distorção de retardo
- Ruído branco
- Ruído impulsivo
- Oscilação de amplitude
- Oscilação de fase
- Translação de frequência

2.2.3.1 Atenuação

É a relação entre as potências do sinal na saída e na entrada do canal, devendo atuar uniformemente para todas as frequências. Essa degeneração é geralmente introduzida por elementos passivos, como casadores de impedância. O ideal seria que a atenuação do canal fosse nula.

2.2.3.2 Distorção de amplitude

Ocorre quando o canal atenua a amplitude do sinal de forma não uniforme ao longo do espectro de frequências, ou seja, atenua mais umas componentes do que outras. Vimos que o par trançado provoca essa degeneração.

Esse fenômeno é indesejável nas comunicações de voz pois pode prejudicar a inteligibilidade.

Entidades normativas, nos diversos países, emitem normas delimitando a distorção de amplitude que um canal de voz pode provocar, a fim de garantir a qualidade dos canais de voz e, portanto, do sistema. Quando se transmite dados pelos canais de voz, a situação fica ainda mais crítica.

A forma que se usa para delimitar essa degeneração é estabelecer um gabarito ao qual o canal deve responder. A norma que estabelece o gabarito, também especifica a atenuação máxima, que deve ser somada à atenuação relativa do gabarito, ao longo do espectro de frequências do canal.

No Brasil há dois gabaritos definidos para linhas privativas de comunicação de dados (LPCD)⁷. Apresentarei aqui quatro gabaritos utilizados nos Estados Unidos⁸: um se aplica aos canais telefônicos normais (3002) e os outros três condicionamentos utilizados para comunicação de dados (C1, C2 e C4), que apresentarei aqui porque eles são constantemente mencionados em literaturas e folhetos de produtos de comunicação.

Cada um desses gabaritos possui uma atenuação máxima associada, conforme segue:

- LPCD tipo N	30 dB	(Brasil)
- LPCD tipo C	15 dB	(Brasil)
- 3002	16 dB	(USA)
- C1	16 dB	(USA)
- C2	16 dB	(USA)
- C4	16 dB	(USA)

Para se determinar se um canal atende a um determinado gabarito, deve-se sobrepor o gabarito à curva de resposta em frequência do canal, não deixando que o nível zero do gabarito supere a atenuação máxima permitida. Em geral, a terminologia “C” na denominação dos gabaritos, significa que o canal foi condicionado, ou seja, tem melhores características. Dos dois gabaritos definidos pelas normas Telebrás, o tipo C é o que estabelece um canal com menores distorções de amplitude.

As próximas figuras mostram os gabaritos mencionados, com relação à distorção de amplitude.

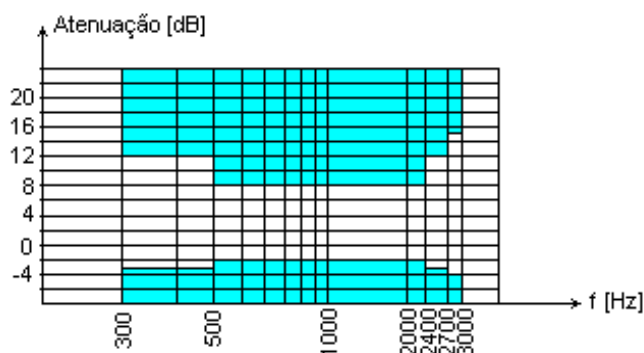


Fig. 2.13: Gabarito Telebrás canal tipo N – distorção de amplitude

⁷ Ref. 107.

⁸ Ref. 46.

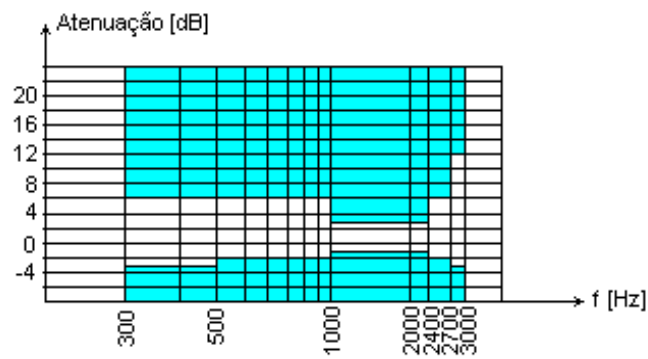


Fig. 2.14: Gabarito Telebrás canal tipo C – distorção de amplitude

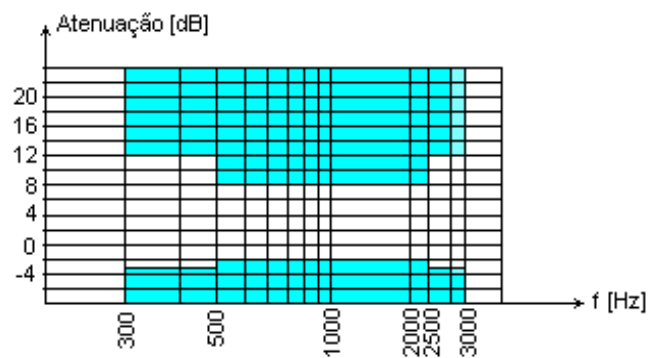


Fig. 2.15: Gabarito do canal tipo 3002 – distorção de amplitude

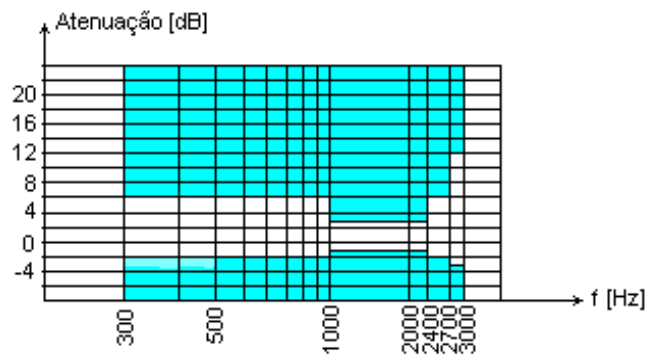


Fig. 2.16: Gabarito do canal tipo C1 – distorção de amplitude

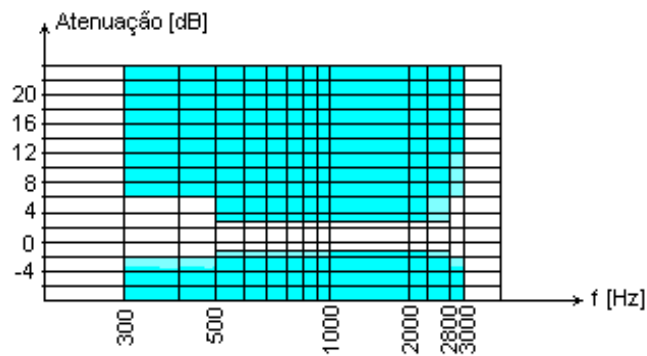


Fig. 2.17: Gabarito do canal tipo C2 – distorção de amplitude

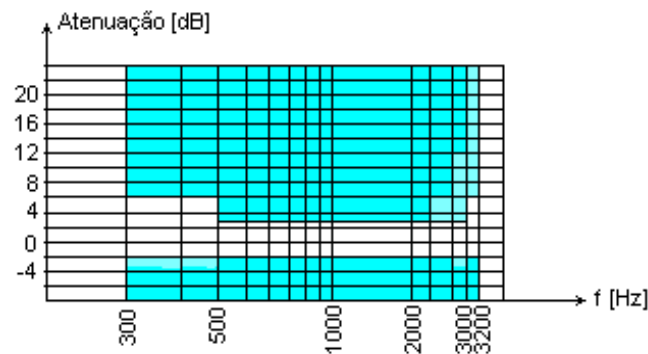


Fig. 2.18: Gabarito do canal C4 – distorção de amplitude

2.2.3.3 Retardo

Um canal provoca um retardo no sinal que trafega por ele, e essa degeneração aparece com mais intensidade quando o canal possui um enlace via satélite geoestacionário, que, somente de propagação no espaço livre consome cerca de 260 ms. Outros fatores contribuem para o retardo total do canal, como os retardos internos dos equipamentos envolvidos e as velocidades de propagação nos cabos por onde passa o sinal.

2.2.3.4 Distorção de retardo

Também conhecida como distorção de fase, essa degeneração surge porque as componentes do espectro em frequências do sinal não percorrem o canal na mesma velocidade. Se cada componente se propaga a uma velocidade diferente, portanto, chegam ao final do canal em momentos distintos, descaracterizando o sinal a cada instante de tempo.

Essa degeneração também é chamada de distorção de retardo de grupo e seus maiores causadores são os filtros e equalizadores utilizados nos equipamentos por onde passa o sinal.

Em uma comunicação de voz essa distorção não provoca grandes problemas mas pode ser fatal em uma comunicação de dados onde os equipamentos transmissores utilizam modulações baseadas em variações de fase, tais como o DPSK e o QAM.

Há também gabaritos que definem os limites para a distorção de fase. As normas citadas anteriormente possuem, além dos gabaritos de amplitude, os de fase.

2.3 TRANSMISSÃO POR CODIFICAÇÃO

Mostrei que a transferência serial de bits entre dois elementos pode ser síncrona ou assíncrona, mas não entrei no mérito da distância entre os dois elementos. Na análise que fiz, supus que os elementos estavam próximos o bastante para que o sinal não sofresse nenhuma alteração, digamos 20 cm, por exemplo.

Se formos afastando os elementos, eles vão ter que se comunicar por um cabo cada vez mais longo, que vai introduzir mais degenerações no sinal. Estas, por sua vez, vão dificultar a recuperação do sinal na recepção. Para elementos distantes, teremos que estudar a questão da transmissão desses dados.

Pelo que vimos, precisaremos de pelo menos dois fios se quisermos efetivar uma transferência serial: um para o sinal e outro para a referência do sinal, que é o caso da transferência assíncrona simplex.

A transferência serial síncrona, duplex, é a que exige mais fios. A transferência assíncrona, simplex, por exemplo, exige somente dois fios.

Mas se afastarmos muito os equipamentos que vão se comunicar, é interessante que eles se comuniquem somente por um par trançado (dois fios) para reduzir o custo do meio e, principalmente, aproveitar os pares existentes, que foram lançados para telefonia.

Para se conseguir transmitir em uma linha, seja um par físico ou uma linha telefônica genérica, deve-se observar algumas condições:

- Nas transmissões síncronas, o sinal transmitido deve possuir, além da informação referente aos bits de dados, a informação de sincronismo.
- O sinal transmitido deve estar contido na faixa disponibilizada pelo canal. No caso do canal telefônico genérico, o sinal transmitido deve estar contido na faixa de voz (300 a 3400 Hz).
- O receptor deve ser capaz de recuperar o sinal, tendo em vista que ele estará contaminado por várias degenerações impostas pelo canal.
- Para se conseguir uma transmissão duplex a dois fios, o sinal de transmissão deve coexistir com o de recepção. Há duas técnicas básicas para isso: utilização de bandas de frequência diferentes ou cancelamento de eco.

O equipamento que permite adaptar os sinais da máquina digital (ETD - Equipamento Terminal de Dados) à forma necessária para transmitir e receber no canal disponível, é o MODEM.

A figura 2.19 mostra a aplicação do modem. De um lado, se liga ao equipamento terminal de dados (ETD) e, do outro, à linha telefônica. A transferência dos dados do ETD para o modem está representada pelo sinal DTX (dados de transmissão). O sinal de sincronismo de transmissão está representado pelo sinal TCK, gerado no modem. Os dados transferidos, do modem para o ETD, estão representados pelo sinal DRX (dados de recepção).

O modem extrai o sinal de sincronismo de recepção (RCK) do sinal recebido pela linha, e transfere para o ETD.

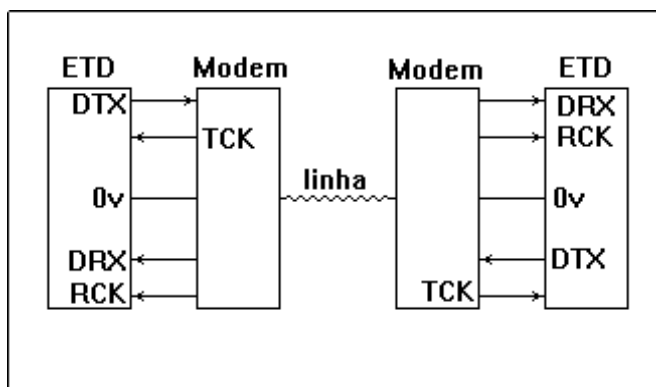


Fig. 2.19: O modem adapta os sinais digitais para transmitir na linha

2.3.1 Características do sinal digital

A sequência de dados a ser transmitida, que é um sinal digital, ocupa, teoricamente, um espectro de frequência infinito. No entanto, somente uma parte desse espectro, o lóbulo principal, ou um pouco mais, será necessária para que o receptor recupere o sinal original.

O sinal digital mais simples é uma onda quadrada: um sinal alternado de bits "1" e "0". Mas, supondo uma sequência qualquer de bits, o sinal terá bits repetidos.

Se a duração de um bit é "T", então o lóbulo principal vai até $\frac{1}{T}$.

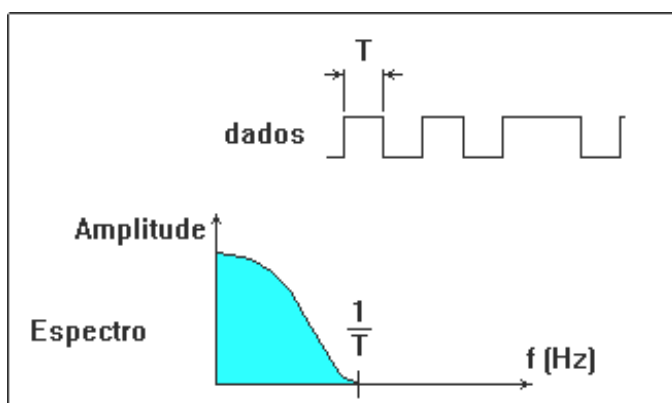


Fig. 2.20: O sinal digital e seu espectro de frequência

A sequência de dados ocupa uma faixa de frequências (espectro) que vai de 0 até $1/T$ Hz. Esse espectro está centrado em $1/2T$.

Para se conseguir transmitir essa sequência por um determinado canal, o primeiro passo será eliminar sua componente contínua (valor em $f=0$) e isso pode ser realizado facilmente por meio de uma codificação apropriada da sequência.

Mas só isso não será suficiente se o canal oferecer uma banda menor que $1/T$, ou mesmo oferecer uma banda de $1/T$, porém localizada com centro fora de $1/2T$.

Consegue-se deslocar o espectro do sinal de dados para outro ponto qualquer, por meio da modulação apropriada de uma portadora senoidal. A modulação transforma o sinal digital em um sinal analógico.

Os modems utilizam essas duas técnicas para transmitir dados:

Tabela 2.5: Técnicas de transmissão

Técnica	Transmissão	Meio	Equipamento
Codificação	Digital	Par físico	Modem banda-base
		Fibra ótica	Modem ótico
Modulação	Analógica	Canal analógico	Modem analógico
		Espaço livre	Modem rádio

2.3.2 Modem banda-base

Diz-se que um sinal é banda-base quando seu espectro de frequência não sofre nenhuma translação, ou seja, ele não está modulando nenhuma portadora.

Daí vem o nome “modem banda-base”. O modem banda-base codifica o sinal de dados e o transmite na linha. Alguns fabricantes chamam esse produto de modem digital ou modem de distância limitada.

Na verdade, a palavra “modem”, que é a contração das palavras “modular” e “demodular”, não é apropriada para denominar um equipamento

que faz codificação do sinal, mas é assim que esse equipamento ficou conhecido.

A sequência de dados a ser transmitida é um sinal banda-base. Esse sinal assume dois níveis possíveis: “0” e “1”. Se transmitirmos esse sinal pela linha, o alcance será muito limitado, devido às suas características, que não são apropriadas para isso. Por exemplo: seu espectro de frequência vai até zero (tem um nível DC) e qualquer bloqueio dessa região de baixas frequências vai prejudicar a detecção.

A codificação do sinal, pelo modem banda-base, visa alcançar os seguintes objetivos:

- 1 Reduzir ao máximo a componente DC e concentrar ao máximo o espectro em uma faixa mais reduzida.
- 2 O sinal codificado deve conter boa informação de sincronismo, a fim de facilitar sua recuperação na recepção.
- 3 O sinal codificado deve ter boa imunidade a ruído

O modem banda-base se destina a transmissões em pares físicos não condicionados, e os objetivos relacionados acima visam conseguir o máximo de alcance para uma determinada velocidade de transmissão.

O modem banda-base pode ser síncrono ou assíncrono, ou, ainda, pode operar das duas formas. O modem síncrono é mais complexo pois deve ter todos os circuitos referentes à geração e recuperação do sincronismo.

Vamos analisar alguns códigos de linha utilizados, na prática, em modems banda-base⁹:

- Bipolar
- HDB-3
- Bifase
- Bifase diferencial
- Miller
- 2B1Q

A figura 2.21 ilustra as diversas técnicas de codificação. A primeira linha é uma sequência qualquer de bits de dados que serão codificados pelo modem. A segunda linha representa o sinal de sincronismo.

⁹ Ref. 8.

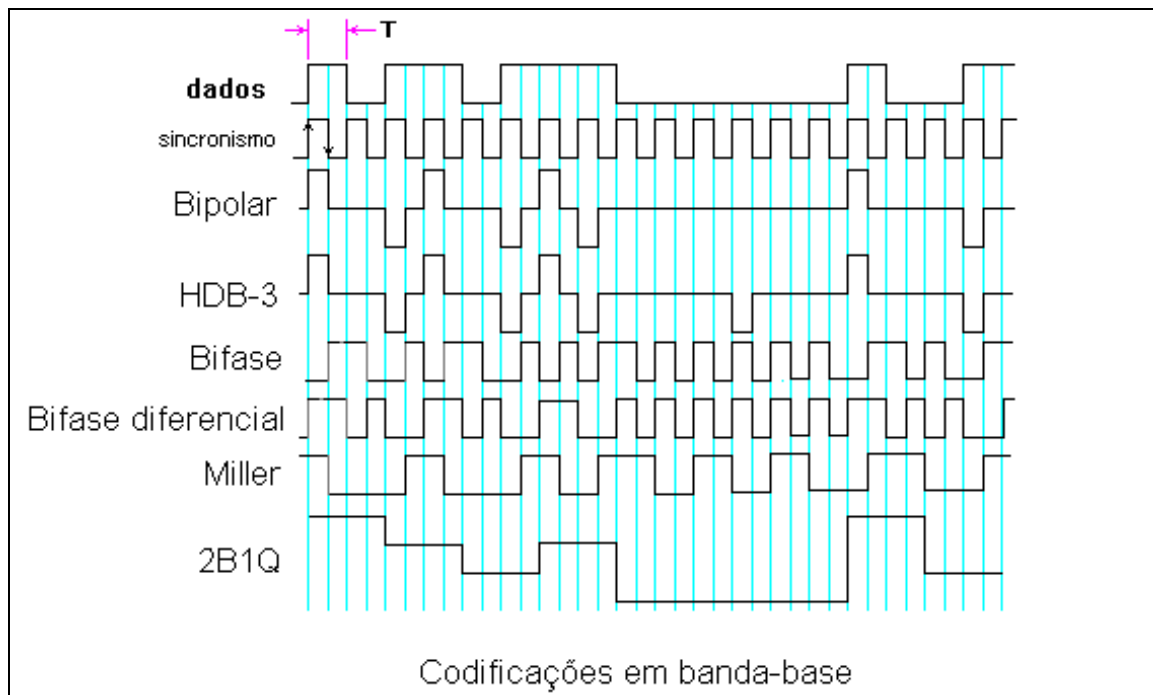


Fig. 2.21: Codificações utilizadas em modems banda-base

2.3.2.1 Codificação Bipolar

O código Bipolar, também conhecido por AMI ("Alternate Mark Inversion"), gera um sinal de linha que pode ter três níveis: pulso positivo, pulso negativo e repouso.

O processo consiste em emitir um pulso (geralmente da largura do pulso do sinal de sincronismo), de polaridade invertida em relação ao anterior, sempre que um bit "1" (marca) for transmitido.

O bit "0" não provoca nenhuma alteração do sinal de linha.

Se o processo gera pulsos sempre de polaridades alternadas, a tendência é eliminar a componente DC do sinal de dados, se este for uma longa sequência de "1".

No entanto, se ocorrer uma longa sequência de zeros, vai haver problemas na recuperação do sincronismo na recepção. Essa dificuldade pode ser superada se for utilizado um circuito randomizador para processar os dados antes deles entrarem no codificador.

Veja, na figura 2.22, que o espectro do sinal codificado da forma bipolar ficou mais concentrado em torno de $1/2T$ e perdeu sua componente DC.

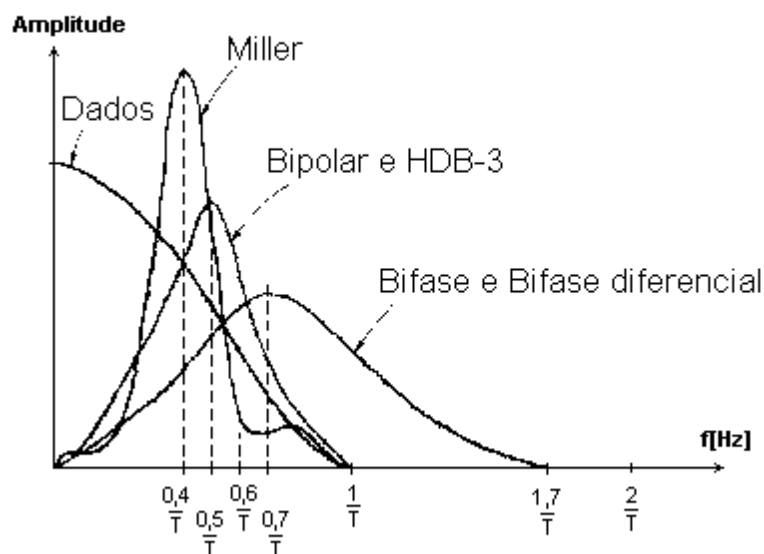


Fig. 2.22: Espectros das codificações banda-base

A figura 2.23 ilustra o circuito elétrico do codificador bipolar, onde o sinal de dados entra em um circuito lógico do tipo “E” juntamente com o sinal de sincronismo invertido. A saída do circuito “E” vai a um circuito seletor cujas saídas são somadas e enviadas ao amplificador de saída que alimenta o transformador de transmissão. Normalmente esses transformadores possuem impedância entre 600 e 900 ohms. O circuito seletor é comandado pela saída “Q” de um biestável (flip-flop) retardada da metade do tempo de um bit.

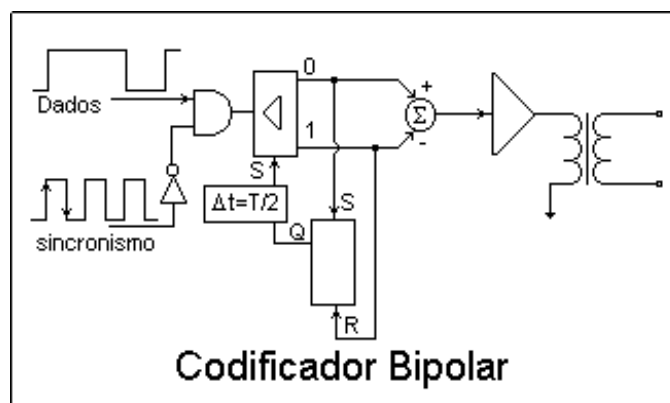


Fig. 2.23: Circuito do codificador Bipolar

2.3.2.2 Codificação HDB-3

O código HDB-3 (“High Density Bipolar”) é similar ao Bipolar, porém introduz um pulso de mesma polaridade do anterior, o que caracteriza uma violação ao código, sempre que houver uma sequência de 4 bits iguais a “0”. Isso vai evitar o problema das longas sequências de zeros.

A violação vai garantir uma boa informação de sincronismo para o modem receptor, mantendo uma baixa componente DC no sinal de saída.

2.3.2.3 Codificação Bifase

O código Bifase, também conhecido como código Manchester, faz uso do deslocamento da fase do sinal de sincronismo para carregar informação.

O processo consiste em transmitir o sinal de sincronismo, com duas fases possíveis: “0” e “180” graus, mudando na transição entre bits diferentes, ou seja, bit “0” corresponde a “0” graus e bit “1” corresponde a “180” graus. Dessa forma o bit “1” vai corresponder a uma subida no sinal de linha e o bit “0” a uma descida.

A vantagem desse código é que possui imunidade ao ruído melhor que os dois anteriores.

A desvantagem é uma possível ambigüidade de fase na recepção, além do seu espectro ser maior. A próxima figura mostra que o codificador é bem simples.

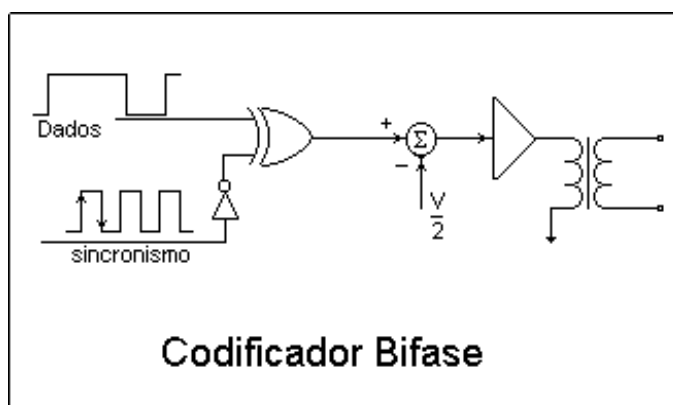


Fig. 2.24: Circuito do codificador Bifase

2.3.2.4 Codificação Bifase diferencial

Esse código não possui a possibilidade de confundir as fases na recepção, eliminando esse problema do código bifase simples.

A mudança de fase é diferencial: a fase é deslocada de 180 graus com relação à anterior, se o bit for “1”, e mantida se o bit for zero.

Nesse caso a transição é feita no centro do bit.

Esse código, portanto, apresenta um sinal que sempre possui transição entre dois bits e também no centro do bit, se ele for igual a “0”.

Os códigos bifase são mais imunes ao ruído que os bipolares mas apresentam o inconveniente de ocuparem uma faixa de frequência maior.

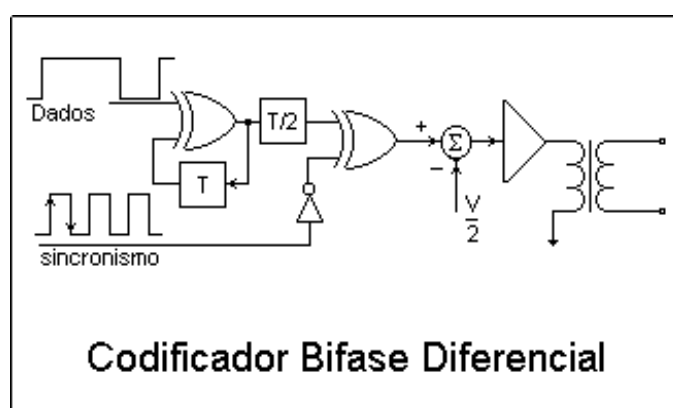


Fig. 2.25: Circuito do codificador Bifase Diferencial

2.3.2.5 Codificação Miller

O código Miller, também conhecido como “*Delay Modulation*”¹⁰ faz uso do deslocamento de fase, mas a frequência básica transmitida é a metade daquela do código bifase.

O processo consiste em manter a fase do sinal transmitido, cuja frequência é a metade daquela do sinal de sincronismo, em “0” graus se o bit for “0”, de tal forma que suas transições ocorram entre os bits. Quando o bit for “1”, a fase será “90” graus, fazendo com que a transição ocorra no centro do bit de dados.

¹⁰ Ref. 46 pág. 9.

Em outras palavras, a codificação Miller consiste em fazer uma transição no centro do bit quando ele for “1”, e fazer uma transição entre dois bits consecutivos quando ambos forem “0”.

Observando a figura 2.25, nota-se que o código Miller pode ser gerado a partir do código bifase, simplesmente passando-o por um circuito divisor por “2”.

O código Miller possui boa imunidade ao ruído e apresenta características superiores aos códigos bifase (ocupa uma faixa de frequência menor) e aos códigos bipolares (utiliza somente dois níveis).

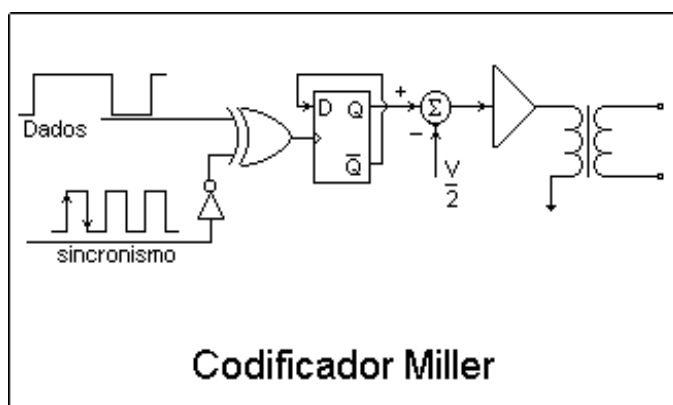


Fig. 2.26: Circuito do codificador Miller

2.3.2.6 Codificação 2B1Q

O código 2B1Q (“2 *Binary*, 1 *Quaternary*”) foi especificado¹¹ para ser utilizado na interface “U” da RDSI, que é o circuito de acesso à rede. O sinal de linha pode assumir 4 níveis possíveis e cada nível vai representar dois bits de dados:

Tabela 2.6: Codificação de níveis

Bits de dados	Nível do sinal
10	+3
11	+1
01	-1
00	-3

¹¹ Ref. 4.

Agora, no caso dessa codificação, a taxa de transmissão (bps) é diferente da taxa de sinalização na linha (baud) e isso reduz o espectro do sinal, permitindo transmissões em velocidades maiores. No caso da ISDN, a norma especifica uma taxa de transmissão de 160 kbps, o que vai gerar uma taxa de sinalização de 80 kbaud, que vai operar duplex no par físico que vai da residência até a empresa prestadora do serviço RDSI, com separação dos canais de transmissão e recepção por cancelamento de eco.

2.3.3 Modem HDSL

Por volta de 1980, a Bellcore, parte das empresas Bell, responsável pela pesquisa e desenvolvimento de novas tecnologias, iniciou o processo de estabelecimento de um novo padrão para transmissão de dados em alta velocidade sobre par trançado, reconhecendo que as tecnologias da época não atenderiam à demanda de ligações a 2 Mbps nas linhas de usuário, num futuro próximo. A emergente RDSI também foi uma boa razão para o trabalho. Finalmente, a Bellcore recomendou que o 2B1Q (dois bits geram um símbolo quaternário) fosse utilizado como o código de linha do novo padrão, chamado de HDSL, "*High bit rate Digital Subscriber Line*". Imediatamente o HDSL começou a ser utilizado nos Estados Unidos em ligações T1 (1,544 Mbps) sobre pares trançados.

O HDSL utiliza dois pares trançados de cobre. O sinal na interface do usuário, a ser transmitido, é dividido em dois feixes que são transmitidos, duplex, um em cada par. Para a velocidade de usuário correspondente a $v_i = 2,048$ Mbps, em cada par há uma transmissão duplex com velocidade $v_t = 1040$ kbps, utilizando cancelamento de eco adaptativo por processamento digital de sinais. A cada dois bits, o codificador gera um símbolo, que possui quatro alternativas de nível. Então, dado que a velocidade de símbolo é $v_m = v_t/2$, o sinal de linha será de 520 kbaud. Com codificação e filtragem apropriadas o espectro do sinal de transmissão, em cada par, ocupa pouco mais que 260 kHz, o que permite alcançar maiores distâncias porque a atenuação do cabo é menor para frequências mais baixas, além de provocar menos interferência (crosstalk) nos pares adjacentes, quando a transmissão passa por cabos multipares.

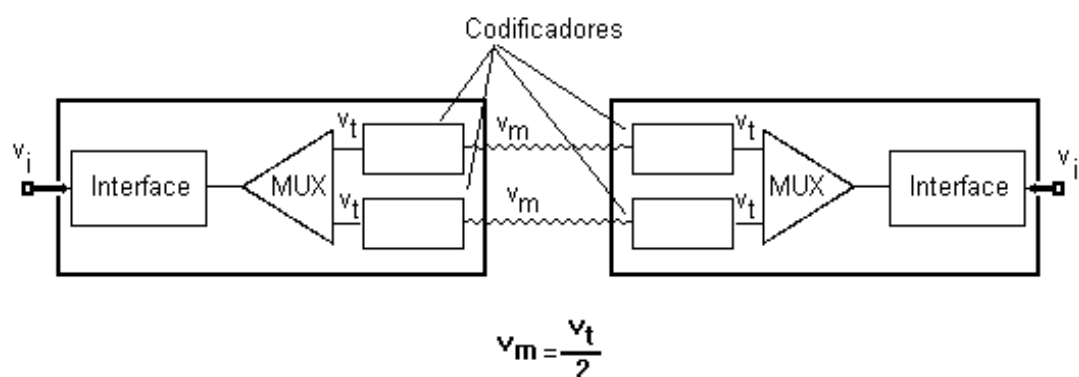


Fig. 2.27: Diagrama em blocos do modem HDSL

A transmissão HDSL é feita em blocos de bits. Dos 2080 kbps transmitidos, 2048 correspondem aos dados do usuário e 32 kbps são utilizados por bits de delimitação e controle dos blocos e bits de diagnóstico. Dentre os bits de controle do bloco HDSL, 6 são para controle de erros, por intermédio de um polinômio CRC-6 calculado sobre cada bloco.

Usarei, como exemplo, os dados dos modems Campus-E1, Campus-T1 e Campus-384¹², para fazer uma descrição mais detalhada das características desse tipo de equipamento. Um processador VLSI interno operando a 250 MIPS¹³, faz o processamento digital de sinal, que inclui a codificação 2B1Q, filtragem, equalização adaptativa, cancelamento de eco, etc.

O alcance de um modem HDSL está relacionado com a atenuação do cabo UTP na frequência de 260 KHz. O modem opera em um cabo de um certo comprimento, desde que a atenuação seja igual ou menor que 35 dB nessa frequência. Abaixo de um certo alcance, o equipamento oferece uma taxa de erro menor que 0,0001 ppm, o que equivale a uma ligação em fibra ótica. As próximas duas tabelas mostram alcances típicos dos modems HDSL tipos E1 e T1, para uma taxa de erro menor que 10^{-10} , dentre outros parâmetros, e a figura 2.28 mostra os alcances dos modelos que operam a 2 Mbps (E1), 1,5 Mbps(T1) e 384 kbps.

Tabela 2.7: Alcances de modems HDSL tipo E1

E1	Bitola AWG	Atenuação [dB/km]	Resistência [Ω/km]	Resistência loop máx	Alcance [km]
	26	13,94	275	690	2,51
	24	10,47	170	570	3,35

¹² Fabricados pela Pairgain, USA. Ref. 81.

¹³ MIPS = Milhões de Instruções Por Segundo

22	8,14	106	456	4,30
19	5,74	54	329	6,10

Tabela 2.8: Alcances de modems HDSL tipo T1

T1

Bitola AWG	Atenuação [dB/km]	Resistência [Ω /km]	Resistência loop máx	Alcance [km]
26	12,73	275	750	2,75
24	9,32	170	640	3,76
22	7,15	106	521	4,90
19	5,05	54	367	6,95

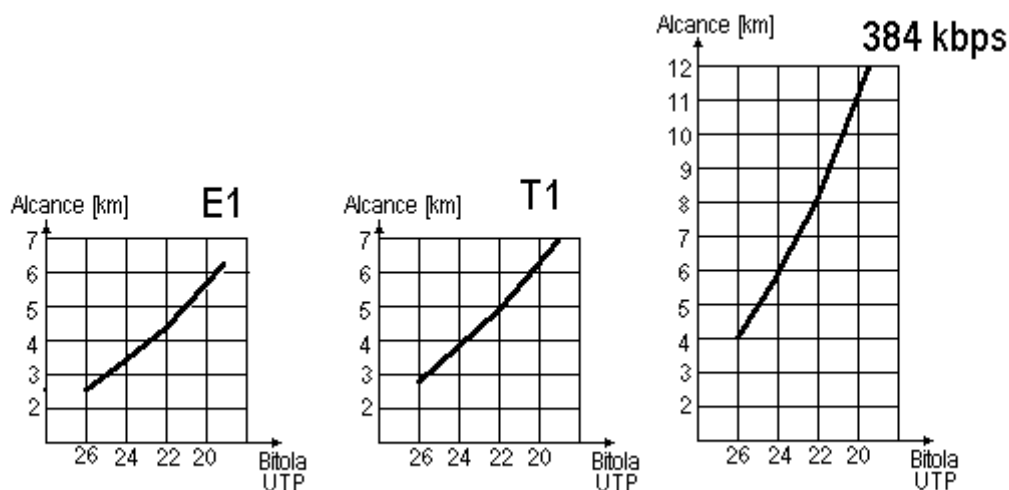


Fig. 2.28: Alcances de modems HDSL

O modem HDSL da Paigain, por exemplo, possui um conector RJ45 para se conectar aos dois pares trançados da linha e uma interface serial intercambiável com 5 opções: V.35, RS449/422, X.21/V.11, G.703 desbalanceada (75Ω) e G.703 balanceada (120Ω). No caso do modelo T1, o sinal transmitido em cada par é duplex a 784 kbps, totalizando 1.568 kbps, sendo 1.544 kbps para dados e 24 kbps para informações de controle.

A Paigain comercializa outro modelo, variação do modelo T1, que possui um multiplexador interno para 3 canais de entrada, facilitando certas aplicações onde se deseja multiplexar três tipos de dados. Possui um conector RJ45 com protocolo DSX-1 e dois DB25 fêmea que correspondem a duas interfaces EIA-530. A entrada DSX-1 opera com *clock* a 1,544 Mbps e pode ocupar até 24 partições do T1, menos as partições utilizadas pelas outras duas portas RS-530. As três portas, somadas, podem operar a $[56 \cdot n + 64 \cdot m]$ kbps,

onde “n” e “m” são inteiros e desde que o total seja igual ou menor que 1.544 kbps.

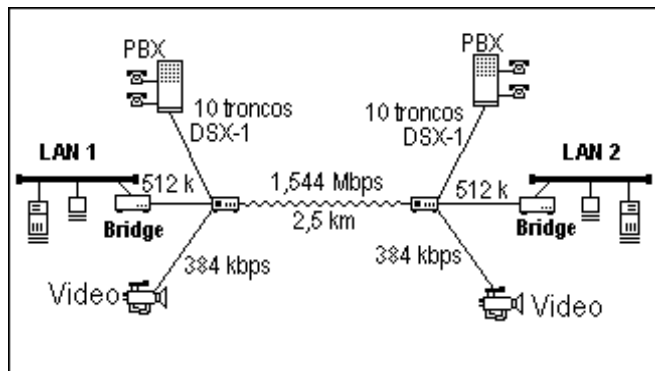


Fig. 2.29: Aplicação de modem HDSL com mux interno

2.4 TRANSMISSÃO POR MODULAÇÃO

Modular é modificar uma onda portadora, conforme o sinal principal a ser transmitido (sinal de áudio, dados, etc).

Os métodos clássicos de modulação são:

- AM - modulação em amplitude
- FM - modulação em frequência
- PM - modulação em fase

Outros três métodos, mais específicos para transmissão de dados, utilizados pelos modems, são:

- FSK - deslocamento de frequência
- DPSK - deslocamento diferencial de fase
- QAM - modulação em quadratura de fase e amplitude

Modular em FSK é alterar a frequência da portadora para "f0" quando o bit de dados for "0" e "f1" quando o bit de dados for "1".

Modular em DPSK é alterar a fase da portadora, em "g0" graus se o bit de dados for "0" e "g1" graus se for "1", deixando a amplitude constante.

DPSK é um caso particular da modulação QAM, como poderá ser visto adiante.

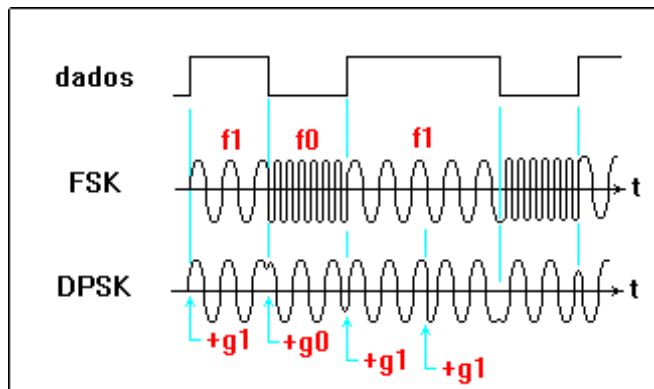


Fig. 2.30: Modulações FSK e DPSK

Quando se fala de modulação por sinal digital binário, como são os casos do FSK e DPSK, estamos tratando de um número finito (dois) de estados (ou condições) da portadora. Cada estado da portadora é um símbolo que se transmite.

Então, no caso da modulação por sinal digital, transmite-se símbolos.

Nos dois casos que vimos anteriormente, FSK e DPSK, cada símbolo representa um bit do sinal de dados e cada método possui dois símbolos possíveis (duas frequências ou dois deslocamentos de fase)

Se definirmos mais símbolos possíveis, cada símbolo pode representar mais de um bit.

Podemos definir, por exemplo, uma modulação FSK com 4 frequências possíveis, ou seja, quatro símbolos possíveis, e cada símbolo representar dois bits do sinal de dados. A vantagem disso é que a taxa de modulação será menor (nesse caso será a metade) que a taxa de transmissão dos bits de dados.

Utilizando todas as combinações possíveis de bits, temos:

$$M = 2^N \quad ; \quad \begin{array}{l} M = \text{símbolos possíveis} \\ N = \text{bits por símbolo} \end{array}$$

Então, se utilizarmos 3 bits por símbolo, teremos 8 símbolos possíveis, e assim por diante.

A taxa de transmissão é dada em bits por segundo [bps]:

$$v_t = \frac{1}{T} \quad ; \quad T = \text{duração de um bit}$$

A taxa de modulação será:

$$v_m = \frac{v_t}{N} = \frac{v_t}{\log_2 M} \quad [\text{baud}]$$

Taxa de transmissão, medida em bps, e taxa de modulação, medida em baud, são, portanto duas medidas diferentes, apesar de terem o mesmo valor numérico quando o símbolo representa apenas um bit.

Vimos que a modulação DPSK associa um determinado deslocamento de fase a cada símbolo. Vamos utilizar um diagrama vetorial para representar os símbolos possíveis em modulações que modificam fase e amplitude de portadora, onde cada ponto representa um estado da portadora, ou seja, um símbolo. Esse diagrama é chamado de "constelação da modulação" e somente se aplica às modulações DPSK e QAM, que veremos adiante.

A distância do ponto ao centro dos eixos (A) corresponde à amplitude da portadora e sua posição angular ($\Delta\Phi$) em relação ao eixo horizontal corresponde ao deslocamento de fase.

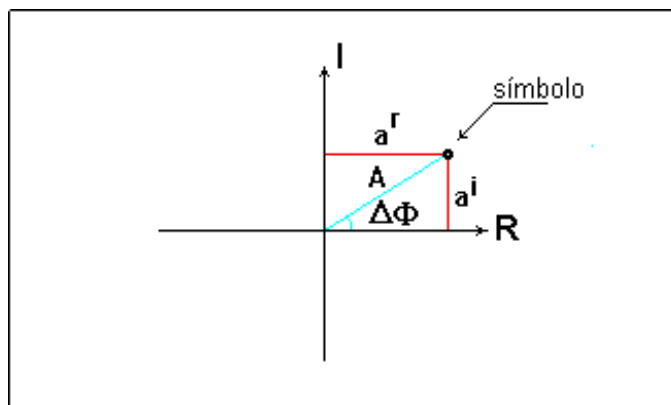


Fig. 2.31: Representação de um símbolo

Uma modulação DPSK pode ter dois ou mais símbolos, que devem estar na mesma distância do centro, mas podem estar em qualquer local do círculo de raio "A". A melhor posição para os símbolos é aquela em que eles fiquem igualmente espaçados, pois quanto mais longe estiverem um do outro, mais fácil será a recuperação dos dados na recepção.

A figura 2.32 mostra exemplos de constelações de modulações DPSK:

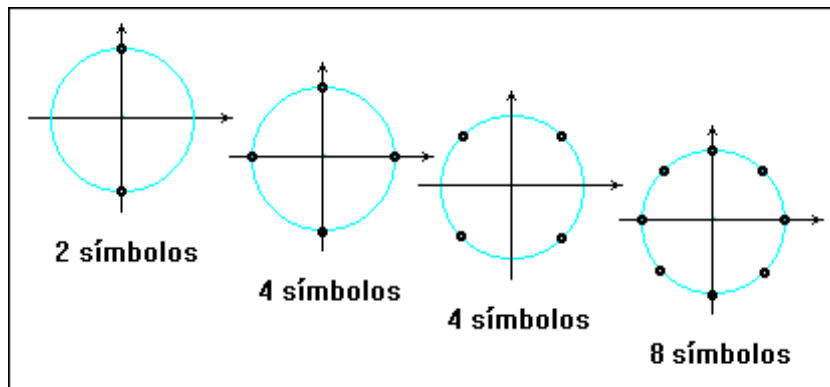


Fig. 2.32: Constelações de símbolos em modulações DPSK

Para modulações com mais de 8 símbolos, é mais interessante modificar também a amplitude da portadora, a fim de espaçar melhor os símbolos. Ao se fazer isso, a modulação deixa de ser DPSK, e passa a ser QAM, "*Quadrature Amplitude Modulation*", modulação em amplitude por quadratura.

Na modulação QAM os símbolos podem estar em qualquer local do plano e não somente em um círculo.

A próxima figura mostra exemplos de constelações utilizadas em três tipos de modems, definidos nas recomendações do ITU-T.

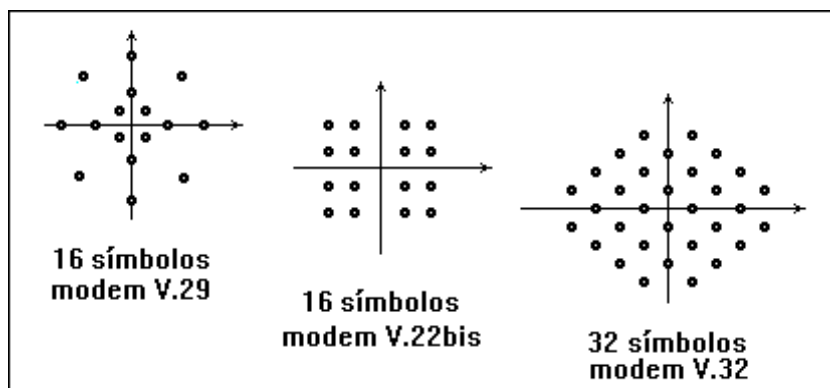


Fig. 2.33: Constelações utilizadas nos modems

O DPSK é um caso particular do QAM, onde os símbolos se localizam em um círculo de raio igual a "A".

A faixa de frequência ocupada por um sinal modulado depende basicamente da taxa de modulação, e não da taxa de transmissão¹⁴. Faz sentido, pois quanto mais a portadora se modificar por segundo, maior será o espectro de frequências, independentemente de quantos bits estão sendo transmitidos por símbolo.

¹⁴ Micha, Ref. 88, no capítulo 4, página 209, descreve técnicas de modulação e aborda especificamente a comunicação binária.

Para uma mesma taxa de modulação, quanto mais bits por símbolo forem utilizados, maior será a taxa de transmissão, utilizando um mesmo espectro. O espectro ocupado por um sinal modulado em FSK é dado aproximadamente por¹⁵:

$$B_w(FSK) = v_m(1+r) + |f_0 - f_1|$$

No caso do QAM é dado por¹⁶:

$$B_w(QAM) = v_m(1+r)$$

Onde "r" é o fator de filtragem ("roll-off") do filtro de transmissão, que é igual ou menor que 1.

O espectro FSK fica centrado em $\left[\frac{|f_0 - f_1|}{2} + \text{menor}(f_0, f_1) \right]$.

O espectro QAM fica centrado em torno da frequência da portadora.

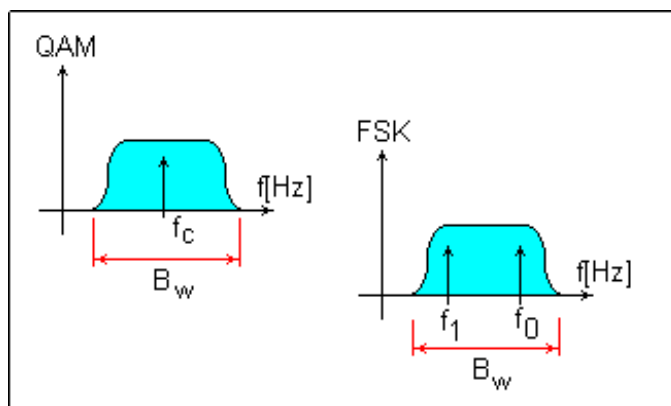


Fig. 2.34: Espectros ocupados pelas modulações QAM e FSK

O fator de filtragem "r" corresponde ao grau de inclinação das bordas do filtro de transmissão do modulador, e seu valor vai de 0% (corresponde a um filtro ideal, que não existe na prática) a 100%. Quanto menor o fator de filtragem, mais estreito vai ficar o espectro ocupado pelo sinal de transmissão, mas em compensação, mais crítica vai ficar a recuperação do sinal no receptor.

A figura 2.35 ilustra o formato do filtro de transmissão para diferentes fatores de "roll-off".

¹⁵ Ref. 88 pág. 217.

¹⁶ Ref. 88 pág. 229.

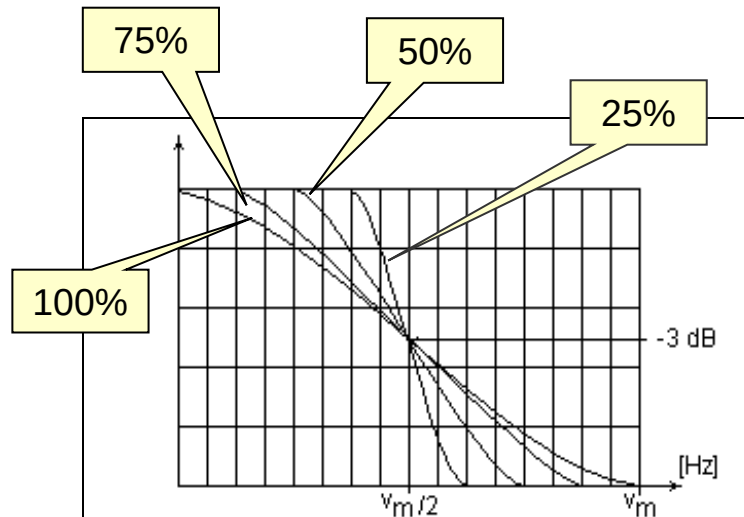


Fig. 2.35: Formato de filtros com diferentes roll-offs

Por exemplo, um modem FSK que opere a 1200 bps, com frequência de 1200 Hz para o bit "1" (marca), frequência de 2400 Hz para o bit "0" (espaço), e fator de filtragem igual a 50% vai gerar um espectro de saída de:

$$B_w(FSK) = 1200(1 + 0,5) + |2400 - 1200| = 3000Hz$$

Para uma mesma taxa de modulação v_m , a modulação QAM é mais eficiente que a FSK, em termos de banda passante necessária.

No caso da linha telefônica, a taxa de modulação QAM máxima que pode ser obtida, considerando $r = 0\%$, será:

$$V_m = 3400 - 300 = 3100 \text{ baud}$$

Um trabalho matemático desenvolvido por Shannon¹⁷ concluiu que a capacidade teórica máxima de um canal, contaminado por ruído branco, para transmissões sem correção de erros, é dado por:

$$C = B_w \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{R} \right)$$

C = capacidade do canal [bps]

B_w = banda passante do

canal[Hz]

S/R = relação sinal/ruído do

canal

¹⁷ Ref. 90.

No caso da linha telefônica, por exemplo, supondo uma relação sinal-ruído de 24 dB (que é o mínimo especificado nas normas da Telebrás¹⁸, para uma linha privativa de comunicação de dados), a taxa de transmissão máxima conseguida será de 24800 bps, conforme calculado a seguir:

$$\frac{S}{R} [dB] = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{S}{R} \right) \quad \text{então:}$$

$$\frac{S}{R} = 10^{\frac{S/R [dB]}{10}} = 10^{\frac{24}{10}} = 10^{2,4} = 251$$

$$C = (3400 - 300) \log_2 (1 + 251) = 24800$$

Chegamos, portanto, a dois limites para o canal telefônico:

$V_m \text{ máxima} = 3100 \text{ baud}$ $V_t \text{ máxima} = 24800 \text{ bps}$
--

Esses números podem assustar à primeira vista, pois sabemos que há modems, hoje, que transmitem a 33600 bps. É verdade, mas esses modems utilizam um esquema de correção de erros, por redundância, conhecido por TCM ("Trellis Code Modulation"). Na verdade, sem o esquema do TCM, os modems, na prática, somente conseguem transmitir até 9600 bps.

Partindo dos dois limites encontrados para o canal telefônico, podemos encontrar qual a quantidade de bits por símbolo, "M", se os dois números forem utilizados por um determinado modem:

Então:

$v_m = \frac{v_t}{\log_2 M}$

¹⁸ Ref. 107 pág. 4.

$$M = 2^{\frac{v_t}{v_m}} = 2^{\frac{24800}{3100}} = 2^8 = 256$$

É preciso transmitir, no mínimo, 256 bits por símbolo para se obter uma taxa de 24800 bps no canal telefônico.

Vale a pena ressaltar aqui que, como o canal telefônico possui uma banda de 3100 Hz, ele somente vai permitir que os modems operem até 3100 baud, não importa a taxa de transmissão em bps.

Os modems mais recentes, padrão V.34bis, podem operar em até 3429 baud. É de se imaginar que num canal telefônico realmente limitado a 3100 Hz de banda, esses modems não vão conseguir operar com essa taxa de modulação e, por isso, eles possuem outras taxas opcionais, como 3200, 3000, 2800, 2743 e 2400 baud.

A eficiência de um canal pode ser medida pela relação entre a taxa de transmissão em bits por segundo e a banda de frequências disponível:

$$\text{eficiência} = \frac{v_t}{B_w}$$

Se calcularmos a eficiência para os limites que verificamos anteriormente, com transmissão sem correção de erros, obtemos:

$$\text{eficiência} = \frac{v_t}{B_w} = \frac{24800}{3100} = 8 \text{ [bps/Hz]}$$

2.4.1 Modem analógico

Em 1951, surgiram no mercado os primeiros modems analógicos para canal telefônico. Eram modems assíncronos que operavam a 300 bps. Finalmente, após 45 anos, em 1996, surgiram os modems analógicos tipo V34bis, que operam a 33600 bps, concretizando um avanço de 112 vezes na velocidade, e chegando ao limite de velocidade para modems analógicos no canal telefônico, como foi estudado anteriormente.

Atualmente, a constante necessidade de aumentar as velocidades dos enlaces de dados, está levando os fabricantes a buscarem novas alternativas tecnológicas, como os modems digitais, os modems para cabo coaxial e a fibra óptica.

A figura 2.36 mostra a evolução histórica do modem analógico onde se pode ver, claramente, como a descoberta de determinadas tecnologias levaram ao avanço da velocidade de transmissão.

Em 1951 foi lançado o modem V.21, que opera somente de forma assíncrona, modulando em FSK, duplex a dois fios, com velocidade de 300 bps. Logo em 1953 surgiu o modem V.23, também FSK e assíncrono, porém somente semi-duplex a dois fios, com velocidade de 1200 bps. Não se conseguiu elevar a velocidade dos modems por 10 anos, até surgir a modulação DPSK em 1962, mais eficiente, que permitiu o surgimento do modem V.26, que opera de forma síncrona, semi-duplex a 2 fios, com velocidade de 2400 bps. Mas a modulação DPSK não permitia construir modems, para o canal telefônico, com velocidades de transmissão maiores.

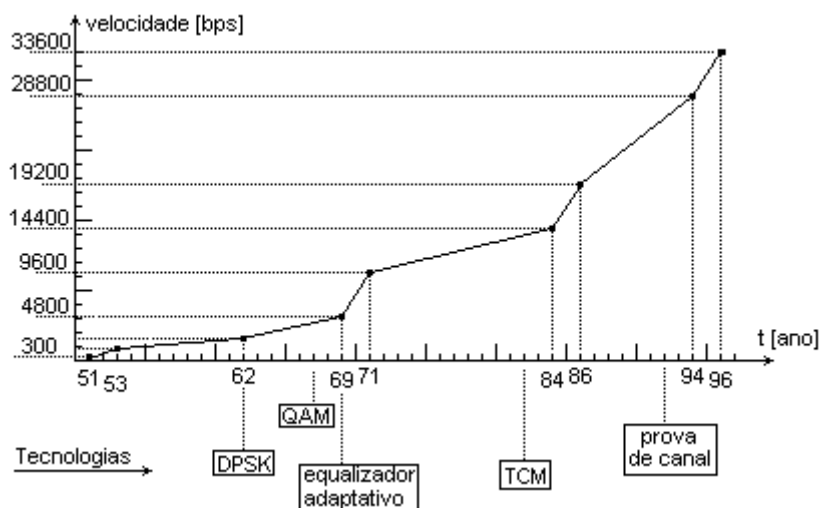


Fig. 2.36: Evolução dos modems analógicos

Somente após o surgimento do QAM e do equalizador adaptativo, é que surgiram os modems que operam a 4800 (padrão V.27) e 9600 bps (padrão V.29), ambos semi-duplex a dois fios. A técnica da equalização adaptativa, implementada em arquiteturas de processamento digital de sinais, permitiu quebrar a barreira existente (4800 bps). Até então, havia se conseguido construir modems com equalização manual do canal, para operar a 4800 bps, porém com baixa performance.

Os modems V.27 e V.29 assumiram posição de destaque na comunicação de dados pelas linhas telefônicas por cerca de 15 anos¹⁹. Mesmo com o avanço da microeletrônica, lançando componentes cada vez menores e

¹⁹ Em 1987, logo após o lançamento do modem 19.200 bps, os modems 4.800 e 9.600 representavam, juntos, 47,6 % das compras totais de modems nos Estados Unidos, segundo Frost & Sullivan (Ref. 37 pág. 7).

mais rápidos²⁰, não foi possível aumentar a velocidade da comunicação até 1984.

Em 1974, os modems 9.600 bps com tecnologia da época, ainda não conseguiam operar em linhas telefônicas comutadas, nas quais a velocidade máxima conseguida era de 4.800 bps^{21 22}.

Em 1980, começaram a surgir os primeiros modems operando a 14400 com modulação QAM simples, mas o sucesso comercial para esses modems só veio ao ressurgirem em 1984 incorporando o TCM²³ à modulação QAM e o cancelamento de eco por processamento digital de sinais. O TCM introduz um processo de redundância que permite corrigir símbolos errados. O cancelamento de eco por processamento digital de sinais permitiu transmitir e receber na mesma faixa de frequências, resultando em uma comunicação duplex com o dobro do aproveitamento do canal em relação à multiplexação FDM.

Em 1986, após um curto espaço de tempo, surgiram os modems operando a 19.200 bps explorando a mesma tecnologia TCM. Esses modems, com tecnologias ainda proprietárias, em 1987, já representavam 3,2 % do parque instalado total de modems nos Estados Unidos²⁴, apresentando um crescimento exponencial no seu primeiro ano. Novamente encontrou-se outra barreira: não se conseguia construir modems que operassem acima de 19.200 bps com a tecnologia existente.

Somente com o surgimento das tecnologias da prova de canal e da codificação não linear, dentre outras novidades²⁵, é que foi possível novamente aumentar a velocidade e se chegar a um modem que operasse a 33.600 bps, padronizado pela recomendação ITU-T V.34bis.

Hoje, praticamente só se comercializa o modem analógico que opera segundo a recomendação ITU-T V.34bis em velocidades até 33.600 bps, de forma duplex em 2 fios, para aplicações profissionais, e o modem que opera a 56 kbps, para aplicações pessoais (de acesso remoto à redes ou à provedores de conexão Internet).

Tabela 2.9: Padrões de modems segundo a ITU-T

Padrão	V_t	V_m	Sinc	Modulação	$r[\%]$	bps/Hz
---------------	-------------------------	-------------------------	-------------	------------------	---------------------------	---------------

²⁰ Ref. 62.

²¹ Ref. 87 pág. 2.

²² Ref. 111 pág. 3.

²³ Essa técnica pode ser vista no trabalho de Gottfried Ungerboeck, Ref. 114.

²⁴ Segundo Frost & Sullivan Ref. 37 pág. 6.

²⁵ Ref. 57.

ITU-T	[bps]	[baud]	Assinc			
V.21	300	300	A	FSK	-	0,5
V.23	1200	1200	A	FSK	-	0,6
V.26	2400	1200	S	DPSK	100,0	1,0
V.27	4800	1600	S	DPSK	50,0	2,0
V.29	9600	2400	S	QAM	20,0	3,3
V.22	1200	600	A/S	QAM	75,0	1,2
V.22bis	2400	600	A/S	QAM	75,0	2,3
V.32	9600	2400	A/S	QAM	25,0	4,6
V.32bis	14400	2400	A/S	QAM	25,0	5,3
V.32ter	19200	2400	A/S	QAM	25,0	6,2
V.34	28800	3429	A/S	QAM	20,0	8,4
V.34bis	33600	3429	A/S	QAM	20,0	9,8

Em 1997 as vendas de modems 56 kbps eram estimadas em cerca de 36 % do total das vendas dos modems pessoais²⁶.

A tabela 2.9 mostra os padrões de modems, segundo a ITU-T, do V.21 até o V.34bis, apresentando a velocidade máxima em bps, a taxa de modulação máxima em baud, se o modem opera assíncrono ou síncrono, qual modulação ele usa, qual o fator de filtragem e qual é eficiência de utilização da banda em bps por Hz.

Com os modems V.34 e V.34bis a eficiência chega a 8,4 e 9,8 bits por Hz, respectivamente, maiores que aquela calculada para o caso limite, pois esses modems executam correção de erros segundo a codificação TCM.

A figura 2.37 mostra o diagrama em blocos de um modem analógico tipo V32 ou V34, com os principais sinais de interface.

O pino DTX da interface serial corresponde aos dados a serem transmitidos. Com o sinal RTS (a figura não mostra) abaixado, o terminal pode utilizar o pino DTX para enviar comandos ao modem (comandos AT,

²⁶ Ref. 17 pág. 95.

comandos Hayes ou comandos V.25bis) utilizando caracteres assíncronos com 10 bits, sendo 7 de dados, 1 de partida (stop), 1 de paridade e um de parada (stop), segundo o código ASCII. Esses comandos servem para configurar e monitorar parâmetros internos do modem, bem como iniciar atividades como a discagem, por exemplo.

Se o modem estiver recebendo comandos pelo pino DTX, o sinal vai direto ao montador protocolar que interpreta e executa os respectivos comandos. Se o modem estiver recebendo dados assíncronos, o sinal DTX é processado por um conversor assíncrono-síncrono e enviado ao montador protocolar que vai executar os procedimentos de correção e compressão de dados (protocolos V.42²⁷ e V.42bis²⁸, respectivamente).

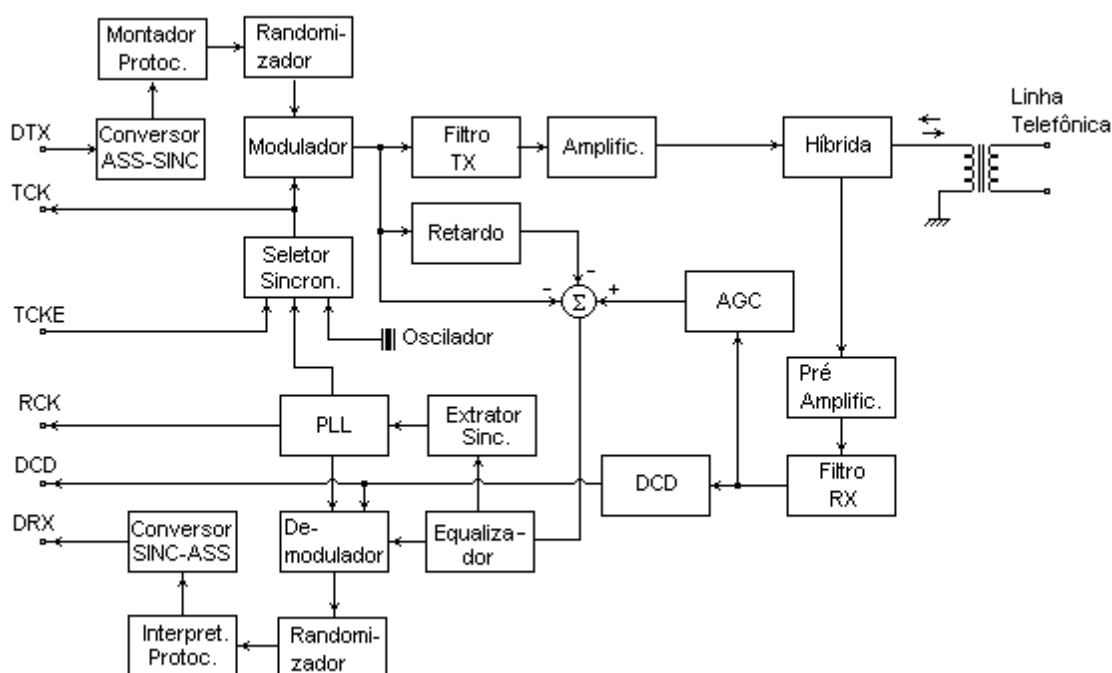


Fig. 2.37: Diagrama em blocos do modem analógico

Os dados a serem transmitidos, então, passam por um circuito randomizador cuja função é tornar a sequência de bits a mais aleatória possível, a fim de garantir um melhor espalhamento da energia transmitida, ao longo do espectro. Isso é importante para o bom funcionamento do receptor.

Os dados randomizados vão ao circuito modulador, que normalmente é implementado por um processador digital de sinais. O sinal modulado é filtrado, amplificado e enviado para o transformador de saída, passando antes pela

²⁷ Ref. 55.

²⁸ Ref. 113.

híbrida, um circuito que separa o sinal de recepção que chega pelo mesmo transformador.

O sinal modulado também vai a um cancelador de eco, em duas parcelas, direta e com retardo, a fim de eliminar os ecos local e remoto que poderiam entrar no circuito de recepção.

Na recepção o sinal que chega pelo transformador de linha passa pela híbrida, vai a um pré-amplificador e passa por um filtro de recepção.

O sinal filtrado vai ao circuito AGC (controle automático de ganho), passa pelo cancelador de eco para eliminar o sinal de transmissão, passa pelo equalizador e vai ao demodulador que transforma o sinal modulado em dados digitais. O sinal filtrado também vai a um circuito de detecção de portadora (DCD), que gera uma indicação para a interface serial de que há sinal chegando.

Os dados de recepção que saem do demodulador passam pelo randomizador a fim de sofrerem o processo inverso e assumirem sua sequência original. Em seguida a sequência de dados passa pelo interpretador de protocolo que confere e corrige os eventuais erros e expande (descomprime) a sequência para sua forma original. Finalmente os dados passam pelo conversor síncrono-assíncrono e são entregues na interface serial.

A correção de erros e a compressão de dados somente ocorrem quando os dados de transmissão na interface serial são assíncronos. Se a transmissão for de dados síncronos, o bloco interpretador não opera os respectivos protocolos.

Alguns modems possuem compressão de dados síncronos, também chamada de compressão síncrona, mas essa função não foi padronizada pelo ITU-T e somente traz resultado quando os dados não foram previamente compactados.

Um bloco importante, sob o ponto de vista da conectividade, é o seletor de sincronismo. Esse circuito seleciona qual será o sinal de sincronismo utilizado para transmitir os dados.

Há três opções:

- sincronismo interno, gerando por um oscilador baseado em cristal de quartzo, localizado no modem.
- Sincronismo externo (TCKE), fornecido pelo equipamento que está conectado ao modem.
- Sincronismo regenerado, extraído do sinal de recepção pelo circuito PLL²⁹.

²⁹ *Phase Locked Loop*

A figura 2.37 mostra que o sincronismo selecionado é enviado para a interface sob o nome de TCK. Se o modem estiver utilizando o sincronismo externo (TCKE), por exemplo, os sinais TCKE e TCK serão iguais. Em geral os equipamentos ETD utilizam sempre o sincronismo vindo do modem pelo pino TCK e por isso às vezes pode haver problema se o sincronismo selecionado for o externo e o cabo não tiver a conexão do pino TCKE.

O sincronismo dos dados recebidos (sincronismo de recepção), RCK, é regenerado a partir do sinal de recepção pelo circuito extrator de sincronismo. Como o sincronismo extraído, resultado dessa operação, possui uma certa oscilação (*jitter*) de frequência, um circuito amortecedor de fase (PLL³⁰), posicionado logo em seguida, diminui esse efeito. Na saída do PLL o sinal de sincronismo já possui estabilidade suficiente.

O processo de modulação QAM consiste em alterar a amplitude e a fase de uma portadora senoidal de forma a gerar os símbolos a serem transmitidos. Cada símbolo corresponde a um estado da portadora, bem definido por uma fase e uma amplitude (A e $\Delta\Phi$), ou por duas coordenadas (a^r e a^i).

Considerando $A(t)$ a amplitude e $\Delta\Phi(t)$ a fase, o sinal modulado pode ser apresentado por:

...[2.1]

$$s(t) = A(t) \cdot \cos[\omega_c t + \Phi(t)]$$

onde ω_c é a frequência angular da portadora. Utilizando equivalências trigonométricas podemos escrever:

$$s(t) = A(t) \cdot \{\cos[\omega_c t] \cdot \cos[\Phi(t)] - \sin[\omega_c t] \cdot \sin[\Phi(t)]\} \quad \dots[2.2]$$

$$s(t) = A(t) \cdot \cos[\Phi(t)] \cdot \cos[\omega_c t] - A(t) \cdot \sin[\Phi(t)] \cdot \sin[\omega_c t] \quad \dots[2.3]$$

Podemos identificar as componentes de $A(t)$:

$$a^r(t) = A(t) \cdot \cos[\Phi(t)] \quad \dots[2.4]$$

$$a^i(t) = A(t) \cdot \sin[\Phi(t)] \quad \dots[2.5]$$

Podemos, então, escrever:

$$s(t) = a^r(t) \cdot \cos[\omega_c t] - a^i(t) \cdot \sin[\omega_c t]$$

³⁰ Ref. 12.

...[2.6]

Essa equação sugere uma implementação para o modulador QAM que consiste em multiplicar as componentes $a^r(t)$ e $a^i(t)$ por $\cos(\omega_c t)$ e $-\sin(\omega_c t)$ respectivamente, e somar os dois resultados.

Na prática é preciso filtrar os sinais $a^r(t)$ e $a^i(t)$ a fim de minimizar a possibilidade de interferência Inter simbólica. Essa operação é realizada por dois filtros iguais, do tipo passa-baixo, com resposta impulsional $h(t)$.

A figura 2.38 mostra, além do modulador QAM, também o demodulador QAM, cujo processo é similar ao da modulação.

Note que a portadora local, no receptor, vai estar defasada de $\Delta\Phi$ com relação à portadora do transmissor. Portanto, as componentes demoduladas, $y^r(t)$ e $y^i(t)$, representam um símbolo defasado de $\Delta\Phi$. A correção de fase é feita por um rotor, que multiplica o sinal complexo por $e^{j\Delta\Phi}$ obtendo, assim, as componentes $x^r(t)$ e $x^i(t)$, que devem corresponder àsquelas transmitidas.

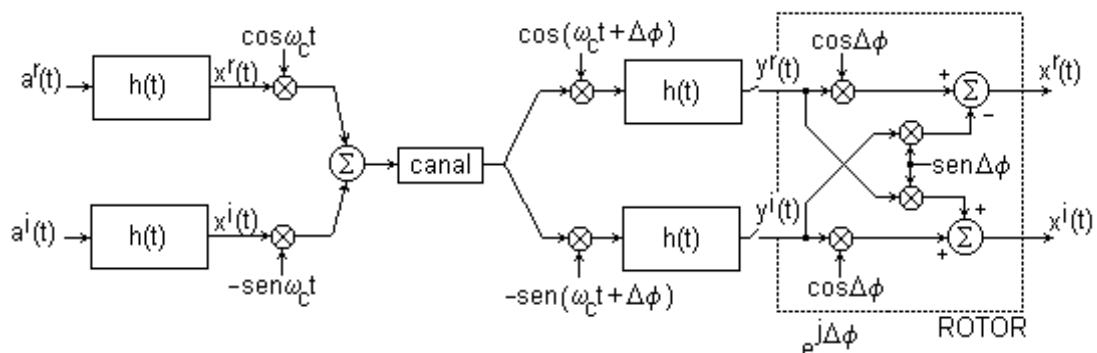


Fig. 2.38: Modulação e demodulação QAM

2.4.2 2.4.2 Transmissão via satélite

O satélite artificial do tipo geoestacionário é colocado em órbita para permitir que duas, ou mais, estações terrestres se comuniquem entre si. O satélite de comunicações utiliza um modem QAM e é um elemento importante a ser considerado na fase de projeto da rede. Antes de abordar como se processa a comunicação de dados com auxílio do satélite, vamos ver como ele se mantém estacionário, no espaço, em um ponto fixo com relação à Terra.

Para que o satélite de comunicação fique parado sobre um determinado ponto da Terra é preciso que ele acompanhe a rotação desta, ou seja, fique trafegando no espaço, em uma órbita circular, na mesma velocidade angular de rotação da Terra. Portanto, o tempo de revolução do satélite será igual ao dia

sideral, ou seja, 23 horas, 59 minutos e 4,09 segundos ! O satélite segue sua trajetória no conhecido movimento circular uniforme. Sua velocidade é dada por:

$$v = \omega \cdot d$$

....[2.7]

onde: v = velocidade do satélite

ω = velocidade angular do satélite

d = distância do satélite ao centro da Terra

Em um movimento circular uniforme sempre existe uma força "puxando" o objeto para o centro da trajetória (força centrípeta) e, no caso do satélite, é exatamente o que acontece. Lembrando um pouco da física:

$$F_c = \frac{M_s v^2}{d}$$

...[2.8]

onde: F_c = força centrípeta

M_s = massa do satélite

v = velocidade do satélite

d = distância do satélite ao centro da Terra

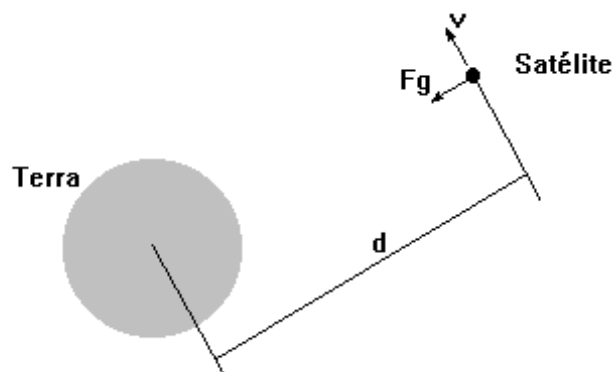


Fig. 2.39: Satélite geoestacionário

A força centrípeta que age sobre o satélite é a força de gravidade da Terra, dada pela lei da gravitação universal:

$$F_g = \frac{GM_t M_s}{d^2}$$

...[2.9]

onde: F_g = força de atração gravitacional

[N.m²/kg²]

G = cte de gravitação = $6,67 \cdot 10^{-11}$

M_s = massa do satélite

d = distância do satélite ao centro da Terra

Como F_c e F_g , na verdade, representam uma única força, podemos igualar as equações [2.8] e [2.9]:

$$\frac{M_s v^2}{d} = \frac{GM_t M_s}{d^2}$$

...[2.10]

Substituindo o valor de "v", no lado esquerdo da equação, pelo valor tirado de [2.7], e manipulando, fica:

$$\omega^2 d = \frac{GM_t}{d^2}$$

...

[2.11]

Observe que o único parâmetro desconhecido é "d", a distância do satélite ao centro da Terra. Explicitando "d" em função dos outros parâmetros, fica:

$$d = \left[\frac{G \cdot M_t}{\omega^2} \right]^{1/3}$$

...

[2.12]

Os seguintes parâmetros são conhecidos:

$G = 6,67 \cdot 10^{-11}$ [N.m²/kg²]

$M_t = 5,98 \cdot 10^{24}$ [kg]

$\omega = 7,27 \cdot 10^{-5}$ [rad/s]

Substituindo em [2.12] encontramos $d \approx 42.260$ km. Sabe-se que o raio da Terra mede aproximadamente 6.440 km. Então, a menor distância do satélite até a superfície da Terra é $h = 42.260 - 6.440 = 35.820$ km.

Concluimos que, para o satélite se manter estacionário, ele deve estar, aproximadamente, a 36.000 km da superfície da Terra. É nessa altitude que estão todos os satélites desse tipo. Com três satélites estacionados a 120 graus um do outro, praticamente toda a superfície da Terra fica coberta por suas transmissões.

Basicamente, o satélite age como um repetidor (ou refletor) das transmissões de micro-ondas vindas de uma estação terrena. O satélite recebe (rota de subida) em uma faixa de frequência e transmite (rota de descida) em outra. As duas faixas de frequência, ou bandas, mais usadas são:

Tabela 2.10: Bandas utilizadas pelos satélites

Banda	Subida [GHz]	Descida [GHz]	Largura [MHz]
C	5.925 a 6.425	3.700 a 4.200	500
Ku	14.000 a 14.500	10.950 a 11.200 11.450 a 11.700	500

A velocidade de propagação de um sinal de micro-ondas é aproximadamente igual à da luz, ou seja, igual a $3 \cdot 10^8$ m/s. Vimos que a menor distância do satélite até a superfície da Terra é cerca de 36.000 km, mas, devido à curvatura da Terra, essa distância pode chegar até a 42.000 km. Se considerarmos uma distância média de 39.000 km entre o satélite e suas duas estações terrenas que estão se comunicando, o tempo de propagação entre elas será de:

$$t = \frac{\text{espaço}}{\text{velocidade}} = \frac{2 \cdot 39 \cdot 10^6}{3 \cdot 10^8} = 260 \text{ ms} \quad \dots[2.13]$$

Esse tempo de propagação deve ser levado em conta ao se fazer o estudo de comunicação de dados ou voz via satélite pois aumenta consideravelmente o tempo de resposta nos sistemas interativos e, numa conversação via satélite, um dos interlocutores deve aguardar cerca de meio segundo a mais para receber a resposta do outro.

Alguns fatos merecem ser mencionados pois já fazem parte do recente histórico das comunicações via satélite. Em 1945 o conceito de comunicação via satélite foi, pela primeira vez, exposto pelo escritor de ficção científica Arthur Clark. Em 1957 a Rússia lançou o primeiro satélite: o Sputnik. Em 1963 os Estados Unidos lançam o primeiro satélite geo-estacionário: Syncon. Em 1965, no cabo Kennedy, há o lançamento do INTELSAT I com 38 kg e 240

canais de voz, o primeiro satélite comercial. Em 1985 há o lançamento do Brasilsat I e em 1986 o lançamento do Brasilsat II.

A banda de 500 MHz, utilizada pelo satélite, é normalmente dividida em faixas de 36 MHz, cada uma operada por um transponder. O INTELSAT IV, lançado em 1971, por exemplo, possui 12 transponders.

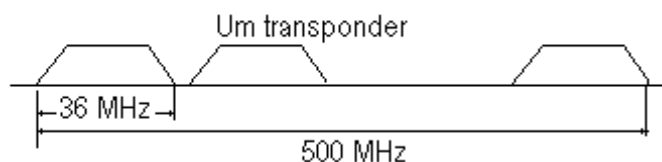


Fig. 2.40: Transponder

As três principais técnicas frequência utilizadas nas transmissões via satélite são:

- FDMA: frequência ("Frequency Division Multiple Access")
- SCPC: frequência ("Single Channel Per Carrier")
- TDMA: tempo ("Time Division Multiple Access")

FDMA

A faixa de frequência do transponder (normalmente 36 MHz) é dividida em partições, cada uma carregando vários canais de voz. Dessa forma uma estação terrena pode utilizar uma ou mais partições, de forma independente. Por exemplo: 14 partições de 2,5 MHz com 24 canais de voz cada; 7 partições de 5 MHz com 60 canais de voz cada; 7 partições diferentes sendo uma de 10 MHz, uma de 7,5 MHz, duas de 5 MHz e três de 2,5 MHz, totalizando 420 canais de voz, etc. Quanto mais larga a partição, melhor o aproveitamento em termos de canais de voz. Os canais de voz entram em um mux FDM e então passam por um modulador FM que gera a portadora na faixa de 6 GHz.

Tabela 2.11: Partições FDMA

Largura da partição [MHz]	2,5	5,0	7,5	10,0
Canais de voz por partição	24	60	96	132

A figura 2.41 é um exemplo de partição de um transponder, usando a técnica FDMA. Sessenta canais de voz são agrupados em frequência ocupando uma banda de 240 KHz. Em seguida são modulados em FM gerando a partição com uma banda de 5 MHz em uma frequência intermediária (FI). A partição é

somada com as outras e transposta para a frequência final de RF.

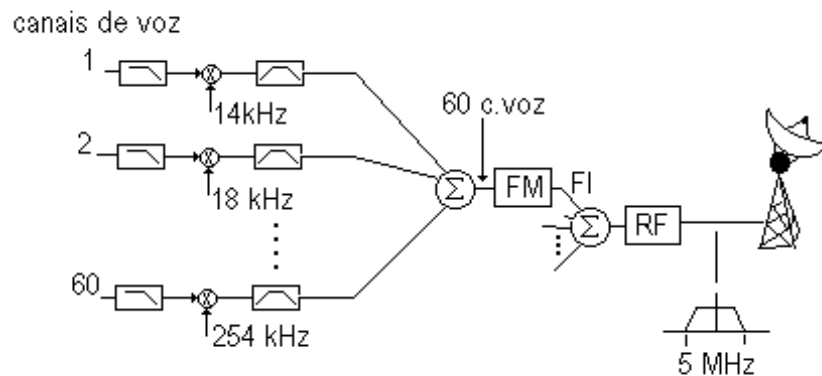


Fig. 2.41: Partição de um transponder FDMA

SCPC

Essa técnica de múltiplo acesso gera uma portadora de radio para cada canal de voz (digitalizado a 64 kbps) ou dados, que pode ser em velocidades de 48 kbps, 56 kbps, 64 kbps, 128 kbps, etc, permitindo bom aproveitamento da faixa de frequência do transponder com uma ocupação de 100 % (observe que isto não acontece com o FDMA). Então, a cada partição da faixa do transponder corresponderá um canal de voz ou dados. O Intelsat IV, por exemplo, permite a transmissão de 800 canais de voz ou dados, a 64 kbps, espaçados de 45 kHz, dentro da faixa de 36 MHz de cada transponder. No caso do sinal de voz, cada canal, codificado em PCM a 64 kbps, é modulado em QAM (PSK, 4 fases), em uma frequência intermediária (FI) situada entre 52 e 88 MHz. A faixa ocupada pelo sinal QAM é:

$$B(\text{QAM}) = (1 + 0,1875) (32 \text{ kbaud}) = 38 \text{ kHz}$$

A figura 2.42 mostra que os modems recebem os sinais de voz digitalizados a 64 kbps e os modula em QAM, da mesma forma que os dados. Um canal de dados a 64 kbps vai ocupar a mesma faixa de frequência que uma canal de voz, ou seja, 38 kHz.

A Embratel oferece o serviço de transmissão satélite DATASAT Plus, que é um serviço SCPC para transmissões duplex em velocidades de 19.200 bps até 2,048 Mbps. A principal característica desse serviço é que o canal é transparente a protocolos, ou seja, aceita qualquer transmissão síncrona independente do protocolo. Os multiplexadores voz-dados, por exemplo, utilizam um protocolo especial na saída agregada e precisam de um canal transparente.

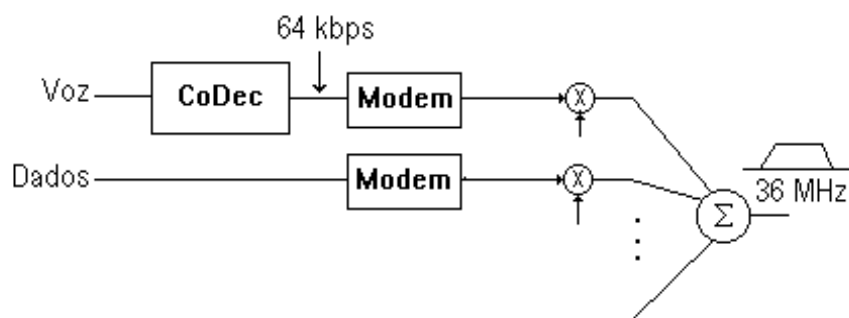


Fig. 2.42: Técnica SCPC

No Brasil, alguns usuários de comunicação satélite SCPC são: Alpargatas com 11 estações e 10 circuitos, Bco Brasil com 10 estações e 16 circuitos, Bco Central, Bco Nacional com 4 estações e 5 circuitos, Dataprev, Gerdau com 5 estações, GSI, IBM com 10 estações e 14 circuitos, Bco Itaú com 10 estações e 22 circuitos, Petrobrás com 10 estações e 15 circuitos, Usiminas com 3 estações, Vale Rio Doce com 4 estações, Varig, dentre outros.

O modem, incorporado no sistema de transmissão via satélite, utiliza a modulação QAM, normalmente com dois bits por símbolo, conhecida como QPSK, ou seja, PSK em quatro fases, que é um caso particular de QAM. Conforme mencionado anteriormente, o INTELSAT IV pode utilizar, em um transponder, a modulação QAM para transmitir 800 canais de 64 kbps, que podem ser dados ou voz.

Há também modem satélite que utiliza o BPSK, ou modulação PSK em duas fases (também é um caso particular de QAM). Se dois esquemas, BPSK e QPSK, utilizam o mesmo fator de filtragem, digamos, 18,75%, as bandas ocupadas para transmitir 64 kbps são, respectivamente, 38 e 76 kHz. Note que a eficiência do QPSK é o dobro: 1,68 bps/Hz contra 0,84 bps/Hz do BPSK.

Alguns modems para satélite utilizam BPSK em transmissões até 64 kbps e QPSK de 64 kbps até 2.048 kbps.

TDMA

A transmissão é feita por partições no tempo, de forma que várias estações podem compartilhar o mesmo transponder do satélite usando uma mesma portadora que carrega dados em alta velocidade. A cada intervalo de "T" segundos uma estação mestre transmite um quadro com "n" partições que podem ser endereçadas, de forma independente, a várias estações terrenas. A primeira partição é utilizada como referência do bloco. Cada partição possui três segmentos básicos: um tempo de guarda para separar as partições, um preâmbulo que contém as informações de sincronismo e endereçamento, e os dados do usuário.

Essa técnica é dependente de protocolo pois tem que analisar os dados do usuário a fim de inseri-los nas partições de tempo. A Embratel oferece o DATASAT-BI, que é um TDMA para comunicações em baixa velocidade. A transmissão é síncrona, bidirecional, e pode ter velocidades diferentes: a estação principal vai até 9600 bps e as micro-estações podem ir até 64 kbps. A Embratel tem capacidade de instalar até 2000 estações em 50 redes distintas. Os protocolos aceitos são X25, BSC e SDLC. O tempo de resposta, informado pela Embratel é de aproximadamente 4 segundos. Alguns dos usuários são: Bamerindus com 250 estações, Banestado com 200, Banco Itaú com 500, Bradesco com 700, Prodasen com 360, Sudameris com 50, dentre outros.

2.5 TAXA DE ERRO DE BIT

É a relação entre a quantidade de bits errados verificados na recepção e a quantidade total de bits transmitidos. A medida deve ser tomada, preferencialmente, após a transmissão de uma grande quantidade de bits, a fim de se evitar que erros concentrados em um pequeno intervalo de tempo levem a uma falsa avaliação. Normalmente é medida em partes por milhão, ou "ppm".

Para medir a taxa de erro de bit é necessário utilizar dois modems, um transmissor e outro receptor, operando no canal, além de um medidor de taxa de erro.

A taxa de erro, portanto, é o resultado de todo o processo (modulação, transmissão e demodulação). Um erro surge quando o receptor não consegue recuperar corretamente a informação, e isso ocorre quando as degenerações introduzidas pelo canal (ruído, distorções, etc) contaminam o sinal acima de um limiar aceitável pelo receptor. Nem todos os modems são iguais em seu desempenho e alguns podem ter maior capacidade de recuperar o sinal na recepção.

Na especificação de um sistema, é desejável que a taxa de erro fique abaixo de um determinado valor. Esse parâmetro é muito importante e deve sempre ser medido antes da ativação de equipamentos terminais de dados, como multiplexadores, roteadores, etc.

A medida da taxa de erro de bit é realizada por um equipamento testador de taxa de erro, também chamado de "Test Set".

Esse equipamento transmite e recebe uma sequência pseudoaleatória a fim de se evitar padrões binários repetitivos o que leva o modem a gerar espectros de saída localizados em determinadas faixas de frequência e não ocupar todo o canal – isso levaria a uma falsa avaliação da real probabilidade de taxa de erro. Há sequências pseudoaleatórias definidas pelo ITU-T. Na recepção o equipamento verifica cada bit da sequência, comparando com uma sequência, exatamente igual, que ele está gerando internamente. Cada bit errado é contado. O operador marca o tempo de teste e, assim, sabendo

também a taxa de transmissão, calcula a taxa de erro. Às vezes o aparelho fornece diretamente a taxa de erro no painel.

A curva de taxa de erro em função da relação sinal-ruído tem a forma mostrada na figura 2.43. Quando a relação sinal-ruído diminui, a taxa de erro aumenta. A escala vertical do gráfico é logarítmica.

A figura apresenta as curvas "A" e "B", correspondentes a dois equipamentos similares operando no mesmo canal.

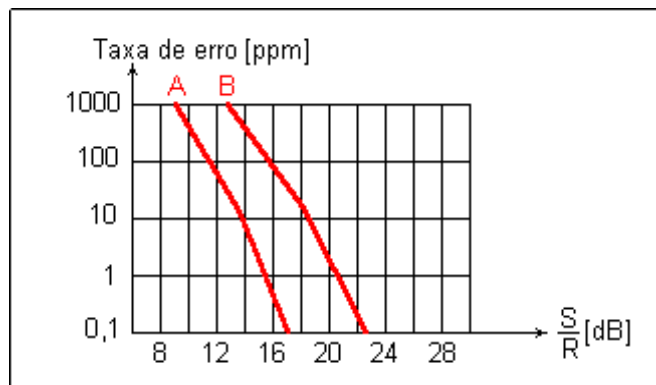


Fig. 2.43: Taxa de erro como função da relação sinal-ruído

O equipamento "A" tem melhor desempenho que o equipamento "B", pois para qualquer relação sinal-ruído escolhida ele vai oferecer uma taxa de erro menor. Por exemplo, para 14 dB de relação sinal-ruído, o modem "A" oferece uma taxa de erro da ordem de 8 ppm e o modem "B" vai oferecer uma de 500 ppm!

Para uma relação sinal-ruído de 16 dB o equipamento "A" oferece uma taxa de erro menor que 1 ppm e com o equipamento "B" a taxa de erro sobe para 100 ppm, um valor, em geral, inaceitável.

Na prática é difícil saber qual é a relação sinal ruído do canal, mas podemos medir a taxa de erro do enlace e verificar se está dentro do que contratamos ou dentro do aceitável para a operação do enlace.

Levando em consideração os padrões atuais de transmissão de dados pelas nossas linhas telefônicas, podemos classificar a taxa de erro de um enlace com modem analógico como:

Tabela 2.12: Taxas de erro de um enlace com modems analógicos

0,1 ppm	ótima
1 ppm	muito boa
5 ppm	boa
10 ppm	razoável

50 ppm	sofrível
100 ppm	péssima

Esses números consideram que a linha telefônica está nos limites de sua especificação. Naturalmente pode se conseguir marcas melhores se a linha oferecer degenerações bem abaixo do máximo permitido.

Quando a companhia telefônica fornece somente a linha e o usuário instala seu próprio modem, a responsabilidade da taxa de erro do enlace fica dividida entre os dois, mas muito mais fácil de controlar pois o equipamento é conhecido e próprio. Quando a companhia telefônica fornece todo o enlace, normalmente há um compromisso contratual de taxa de erro máxima permitida³¹.

No entanto, para outros tipos de enlaces, temos os seguintes números:

Tabela 2.13: Taxas de erro de enlaces digitais

0,0001 ppm	HDSL	ótima
0,001 ppm	HDSL	boa
0,0001 ppm	Fibra ótica	boa

A taxa de erro em enlaces digitais, óticos ou HDSL, é bem menor que em enlaces analógicos com modems.

No caso dos modems digitais (banda-base e HDSL), como eles operam em par físico, costuma-se especificar seu alcance em quilômetros. É preciso ter cuidado com esse número. Normalmente o alcance desses produtos, fornecido pelos seus fabricantes, considera uma determinada taxa de erro aceitável, em geral 10 ppm, o que é um desempenho sofrível para modem HDSL. Nem sempre o fabricante informa para que taxa de erro ele consegue o respectivo alcance. Às vezes também não informa para que tipo de par físico deve-se esperar o referido alcance.

2.5.1 Alcance de modem banda-base

Define-se alcance de um modem banda-base, como sendo a distância máxima em que ele consegue operar, em condições bem definidas, mantendo-se a taxa de erro abaixo de um valor predeterminado.

³¹ Ref. 10.

Normalmente o alcance é medido em laboratório, nas seguintes condições:

- Linha bitola AWG 26 (0,4 mm)
- Configuração a 4 fios
- Portadora constante
- Impedâncias de entrada e saída: 600 Ω
- Nível de transmissão: 0 dBm

Alcances medidos em circuitos reais devem ter as condições ambientais cuidadosamente observadas a fim de se evitar falsas conclusões. Não é fácil saber qual as condições exatas da linha onde o equipamento está operando. A melhor comparação é em laboratório, com um canal simulado. No Brasil, uma norma Telebrás especifica que, para uma taxa de erro igual a 50 ppm³², um modem banda-base operando em fios AWG 26, deve ter os seguintes alcances:

Tabela 2.14: Alcances mínimos para banda-base

Velocidade [bps]	Alcance [km]
600	30,0
1200	22,0
2400	16,0
4800	11,0
9600	8,0
19200	5,4

Dos fios mais utilizados (AWG 22, 24, 26) o AWG 26 é o que introduz a distorção mais severa. Se um modem possui um determinado alcance no fio AWG 26, nas mesmas condições, seu alcance será maior nas outras bitolas.

A figura 2.44 ilustra o alcance mínimo especificado pela Telebrás e duas curvas de um modem comercial³³: uma é o alcance típico com uma taxa de erro igual a 50 ppm, a outra é o alcance mínimo garantido para a taxa de erro de 1 ppm. Os alcances da tabela foram medidos com um simulador de par físico AWG 26, com modems com portadora constante, nível de transmissão igual a 0 dBm, e transformadores de saída e entrada com impedância de 600 Ω .

³²Norma Telebrás Ref. 105.

³³A figura se refere ao modem banda-base modelo S192 fabricado pela Rhede Tecnologia S.A., hoje descontinuado. Esse modem utiliza a codificação de linha conhecida como Miller e foi implementado com um LSI dedicado.

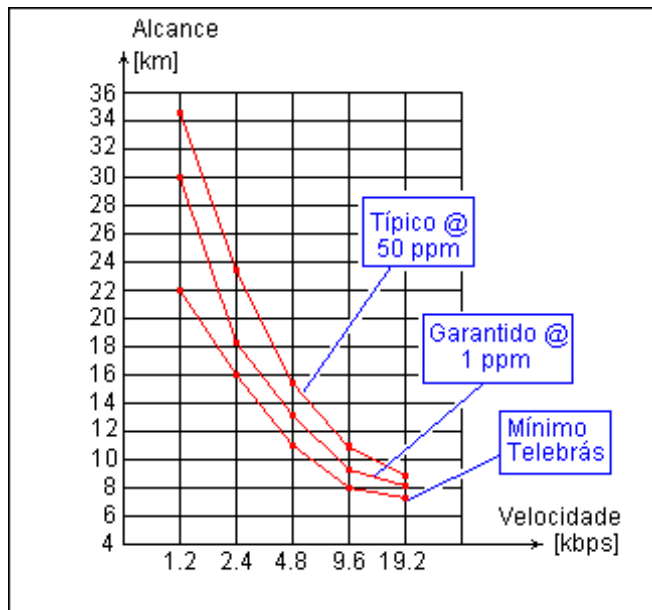


Fig. 2.44: Alcances de modem banda-base

2.5.2 Alcance de modem HDSL

Para ilustrar, vejamos os alcances de um produto disponível comercialmente³⁴, apresentados na tabela 2.15, em quilômetros, para três condições: o máximo, o típico e o mínimo garantido, todos medidos para quatro bitolas diferentes de par trançado.

Note como o alcance vai caindo conforme se exige uma taxa de erro menor. Os alcances do equipamento, mostrados na coluna “10⁻¹⁰” (0,0001 ppm), se equiparam a um enlace de fibra ótica.

Tabela 2.15: Alcances de um modem HDSL comercial

		Taxa de erro				
AWG		10 ⁻⁶	10 ⁻⁷	10 ⁻⁸	10 ⁻⁹	10 ⁻¹⁰
26	Máximo	4,2	4,1	4,0	3,9	3,9
24		5,5	5,4	5,3	5,2	5,1
22		7,2	7,0	6,9	6,7	6,6
20		10,2	9,9	9,8	9,6	9,4
26	Típico	3,5	3,4	3,3	3,2	3,2
24		4,6	4,4	4,3	4,3	4,2
22		5,9	5,8	5,6	5,5	5,4

³⁴ Os dados apresentados se referem ao modem modelo Campus E1, fabricado pela Pairgain, USA, e distribuído no Brasil pela Zetha Comunicação de Dados.

20		8,4	8,2	8,0	7,8	7,7
26	Mínimo	2,7	2,6	2,5	2,4	2,4
24		3,5	3,4	3,3	3,2	3,1
22		4,6	4,4	4,3	4,2	4,1
20		6,5	6,3	6,1	5,9	5,8

2.6 MULTIPLEXAÇÃO DIGITAL

A multiplexação é uma operação de agrupamento de vários canais em um único, permitindo utilizar apenas um equipamento de transmissão.

Há duas formas básicas de se multiplexar canais digitais:

- Por divisão do tempo
- Estatisticamente

O equipamento responsável pela multiplexação é o multiplexador, também chamado simplesmente de mux.

2.6.1 Multiplexador por divisão do tempo (síncrono)

Conhecido também por TDM ("Time Division Multiplexer"), esse equipamento possui "N" portas de entrada síncronas e uma saída (tronco) síncrona. Ele aloca uma parcela de tempo fixa do canal de saída para cada canal de entrada. Mesmo que o canal de entrada não tenha nada a transmitir, o canal de saída deixa aquele espaço de tempo reservado.

O TDM agrupa os canais de entrada por concatenação. Simplesmente transmite cada bit de cada canal de entrada e os entrega na porta correspondente no equipamento remoto. Por isso diz-se que o TDM é transparente a protocolos.

A soma das velocidades das portas de entrada é chamada de velocidade agregada (V_a).

Além dos bits de dados, das portas de entrada, o mux deve transmitir bits de controle cuja finalidade é endereçar corretamente os bits de dados e garantir a correta demultiplexação na recepção, além de manter o sincronismo entre transmissor e receptor.

Devido aos bits de controle, o TDM possui uma "relação de envelopamento", "e", que varia de equipamento para equipamento:

$$V_s = e \cdot (v_1 + v_2 + \dots + v_N) = e \cdot v_a$$

Naturalmente, é desejável que a relação de envelopamento seja a menor possível. Encontra-se, na prática, relações de envelopamento de 4/3, 10/9, 16/15, etc.

A rede Transdata, da Embratel, por exemplo, utiliza multiplexadores TDM com relação de envelopamento igual a 10/9, saída síncrona de 64 kbps e portas de entrada que variam de 1200 a 9600 bps.

A transmissão do TDM não exige um protocolo de enlace com flags, somente uma formação de quadros, onde cada posição de bit, no quadro, tem um determinado significado. No entanto o mux deve ter um método para estabelecer e manter o sincronismo de quadro.

Um dos métodos de sincronismo utilizados, consiste em adicionar um bit extra a cada quadro, gerando uma sequência pouco provável de ser encontrada nos bits de dados, como "1010101..". Essa sequência, em particular, é pouco provável de ser encontrada nos bits de voz digitalizada, pois como a transmissão é feita a 8000 quadros por segundo, ela geraria uma componente de 4 kHz, que seria cortada pelo filtro de entrada do CODEC. O receptor fica procurando essa sequência, tomando um bit a cada intervalo de quadro, até encontrá-la e então, obter o sincronismo. Durante a comunicação o receptor fica constantemente verificando a existência dessa sequência.

Há dois padrões de multiplexação clássicos:

- T1 = americano, utilizado para voz e dados
- E1 = europeu, publicado pelo ITU-T

O padrão T1 estabelece quadros de 193 bits, da seguinte forma:

$$(24 \text{ canais}) \times (8 \text{ bits/canal}) + 1 \text{ bit de sincronismo} = 193 \text{ bits}$$

Como o T1 foi idealizado para transmitir voz digitalizada, ele transmite 8000 quadros por segundo (a taxa de amostragem do sinal de voz analógico é de 8000 amostras por segundo). Então, a velocidade de transmissão será:

$$(193 \text{ bits/quadro}) \times (8000 \text{ quadros/segundo}) = 1.544.000 \text{ bps}$$

O enlace T1 transmite 24 canais de voz digitalizada, utilizando PCM de 7 bits mais um bit de controle para cada canal.

T1 também pode transmitir 24 canais de dados a 56 kbps, utilizando 7 bits a cada 8 por canal do quadro ($7 \times 8000 = 56000$). O oitavo bit é utilizado para controle. Note que, nesse caso, a relação de envelopamento será 193/168.

T1 também pode transmitir canais de dados a velocidades menores, mas nesse caso utiliza somente 6 bits a cada 8 por canal do quadro ($6 \times 8000 = 48000$), formando um agregado por canal de 48000 bps. Pode, então, transmitir 5 canais a 9,6 kbps por canal do quadro, ou $5 \times 24 = 120$ canais de 9600 bps no total.

O padrão E1 é o utilizado no Brasil, pois em geral seguimos as recomendações do ITU-T.

O padrão E1 estabelece quadros de 256 bits, da seguinte forma:

$$(30 \text{ canais}) \times (8 \text{ bits/canal}) + 16 \text{ bits de controle} = 256 \text{ bits}$$

Da mesma forma que o T1, o E1 foi idealizado para transmitir voz digitalizada, a 8000 quadros por segundo. Então, a velocidade de transmissão será:

$$(256 \text{ bits/quadro}) \times (8000 \text{ quadros/segundo}) = 2.048.000 \text{ bps}$$

O enlace E1 transmite 30 canais de voz digitalizada, utilizando PCM de 8 bits. Os bits de controle ficam separados em dois grupos de 8 bits. Pode-se dizer que o E1 tem 32 canais: 30 para voz e dois para controle.

2.6.2 Multiplexador estatístico (assíncrono)

O mux estatístico, também chamado de mux assíncrono, possui "N" entradas assíncronas, que operam caractere a caractere, e uma saída síncrona que normalmente funciona em cima de um protocolo de enlace HDLC ou similar.

O princípio básico é transmitir os caracteres sem intervalo entre eles, a fim de conseguir mais eficiência do canal de saída.

O mux possui dois processos distintos em sua transmissão:

p_i = encaminha os caracteres para a fila de transmissão segundo uma determinada disciplina.

p_o = é o servidor da fila. Monta os pacotes de saída, com os caracteres que estão na fila, pela ordem que chegaram.

Esses processos podem ser implementados de diversas formas, em um único, ou em dois microprocessadores distintos. A arquitetura interna do multiplexador vai influenciar decisivamente na sua performance e, claro, no seu custo.

Cada uma das entradas (portas) do multiplexador vai recebendo caracteres, assincronamente, nas taxas λ_1 a λ_N (caracteres por segundo), que são colocados, pelo processo p_i , em uma registro sequencial (fila de saída) para serem transmitidos (serem "servidos", na linguagem da teoria das filas), pelo processo p_o .

O processo de saída, p_o , que é o único servidor dos processos que estão aguardando na fila, vai transmitindo os caracteres pela porta síncrona de saída, na taxa λ_o . A figura 2.45 ilustra esse funcionamento, que é o modelo de uma fila uniservidor. A chegada dos caracteres nas portas é um processo aleatório e, conforme veremos adiante, toma-se por base uma determinada regra estatística para se modelar o multiplexador.

A taxa média, total, de chegada de caracteres é " L ".

Como a saída é síncrona, o processo servidor p_o vai montar os caracteres em pacotes do protocolo de saída.

A figura 2.45 mostra o modelo básico do multiplexador estatístico, representado por uma fila uniservidor.

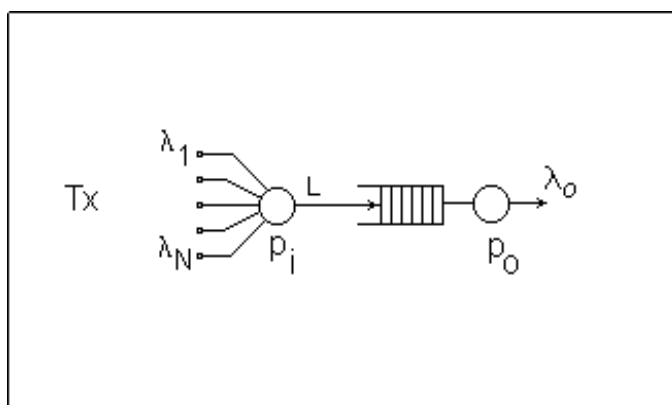


Fig. 2.45: Fila uniservidor

No lado remoto, o multiplexador faz a tarefa inversa, colocando cada caractere recebido na fila de saída da respectiva porta.

O processo p_i deve estabelecer um circuito virtual no tronco de saída, para cada porta de entrada ativa. Se todas as portas estiverem ativas, haverá "N" circuitos virtuais estabelecidos. Vamos definir "eficiência de empacotamento" como:

$$f = \frac{\text{bits de dados transmitidos}}{\text{total de bits transmitidos}}$$

Nos bits transmitidos vamos considerar os bits de "start" e "stop" pois fazem parte dos caracteres assíncronos, então:

$$\text{bits de dados transmitidos} = n(b+p)$$

onde

- n = qtde de caracteres por pacote
- b = bits por caractere
- p = bits de "start" e "stop"

Quando os caracteres são montados no pacote, os bits de "start" e "stop" são excluídos. Na recepção esses bits voltam a ser juntados aos caracteres, que são entregues nas portas respectivas. Então:

$$\text{total de bits transmitidos} = B + nb$$

onde

- nb = total de bits de dados
- B = bits de overhead do pacote

Os bits de overhead são todos os bits que não os dados (os flags e os campos de controle). Então, finalmente:

$$f = \frac{n(b + p)}{B + nb}$$

Supondo que a velocidade de saída do mux é v_0 (bps), então a taxa máxima de saída de caracteres será:

$$\lambda_0 = \frac{\text{caracteres transmitidos}}{\text{tempo}} = \frac{n}{\frac{B + nb}{v_0}}$$

Então:

$$\lambda_0 = \frac{nv_0}{B + nb} = \frac{fv_0}{b + p}$$

Há diversas formas de operação do processo servidor. Uma é quando o processo adiciona um campo de endereço para cada caractere a fim de especificar a que porta de entrada o caractere pertence.

Supondo que o mux possui 16 portas de entrada, ele vai precisar de 4 bits para especificar a porta. A figura 2.46 mostra um pacote do protocolo de saída, com caracteres de 8 bits e seus endereços de 4 bits. Para cada caractere há um endereço para indicar em qual porta ele deve sair.

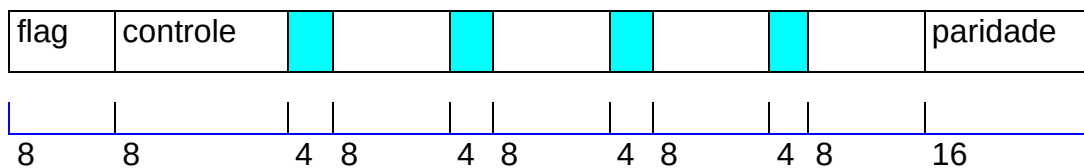


Fig. 2.46: Pacote de um multiplexador estatístico

Por exemplo, para pacotes com 128 caracteres de 8 bits:

$$B = 8(\text{flag}) + 8(\text{controle}) + 16(\text{paridade}) + 4 \times 128 = 544 \text{ bits}$$

Logo, a eficiência será:

$$f = \frac{n(b + p)}{B + nb} = \frac{128 \cdot 10}{544 + 128 \cdot 8} = 0,82$$

O algoritmo do processo p_0 é fundamental na determinação da eficiência do mux. Note que, em um pacote de 128 caracteres, provavelmente vários caracteres são da mesma porta e isso faz sentido, pois normalmente o terminal assíncrono transmite uma sequência de caracteres (uma linha de comando).

Levando isso em consideração, uma forma mais eficiente é anexar, além do endereço da porta, um campo com a quantidade de caracteres.

Digamos que o processo utiliza um campo de 4 bits para endereço e um de 3 bits para indicar quantos caracteres estão indo.

Se cada porta transmitir, em média 4 caracteres por vez, para um pacote com 128 caracteres, mesmo do exemplo anterior, teremos:

$$B = 8 + 8 + 16 + (4+3) \times 128/4 = 256 \text{ bits}$$

Logo, a eficiência será:

$$f = \frac{n(b+p)}{B+nb} = \frac{128 \cdot 10}{256 + 128 \cdot 8} = 1,00$$

A eficiência pode ser até maior que 1, dependendo do algoritmo do processo servidor e da estatística de chegada de caracteres nas portas.

O processo de saída, p_0 , vai transmitindo os caracteres que estão aguardando na fila. O tempo em que o processo leva para transmitir um caractere é o tempo de serviço da fila. Desprezando o tempo de processamento, podemos dizer que:

$$t_s = \frac{1}{\lambda_0} = \frac{b+p}{fv_0}$$

Sendo "L" a taxa média total de chegada de caracteres e "M" a quantidade de servidores. A utilização da linha é definida como:

$$\rho = \frac{t_s L}{M} = \frac{t_s \sum_{k=1}^N \lambda_k}{M} \quad [\text{erlang}]$$

A utilização da linha também é conhecida como tráfego de entrada do sistema processador, medido em Erlangs, em homenagem ao criador, de

mesmo nome, do primeiro modelo para análise de sistemas com demandas randômicas, no caso, o sistema telefônico.

Com um único servidor ($M = 1$), como é o caso que estamos analisando agora, o sistema estará estabilizado se a utilização for menor que 1. Utilização maior que 1 indica que a fila vai crescer indefinidamente.

Pela teoria das filas, e considerando que a chegada de caracteres (transações) é aleatória com distribuição exponencial, o tempo médio em que as transações aguardam na fila é:

$$t_w = \frac{\rho \cdot t_s \cdot \delta}{2(1 - \rho)}$$

onde: t_w = tempo de espera na fila

δ = constante de variação de t_s

ρ = utilização da linha

A constante de variação de t_s é dada por:

$$\delta = 1 + \left(\frac{\sigma_s}{t_s} \right)^2$$

onde: σ_s = desvio padrão de t_s

O desvio padrão, ou desvio médio quadrático, é a raiz quadrada da variância:

$$\sigma_s = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^M (t_k - t_s)^2}{M}}$$

Se o tempo de serviço for constante, o desvio padrão será zero e, portanto, $\delta = 1$.

No caso do mux estatístico podemos considerar que o tempo de serviço é constante porque depende principalmente da velocidade do tronco, que é constante.

O retardo total introduzido pelo mux, no processo de transmissão de um caractere será:

$$t_r = t_s + t_w$$

Outro parâmetro importante é o comprimento médio da fila. Essa será a ocupação média da memória utilizada para armazenar os caracteres:

$$n_w = L \cdot t_w$$

Como foi considerado no início da análise, o intervalo de tempo de chegada de dois caracteres é um evento aleatório com distribuição exponencial. Então:

$$p(t) = L e^{-Lt}$$

onde: $p(t)$ = função densidade de probabilidade

t = tempo de chegada de um caractere

$e = 2,71828...$

L = taxa média de chegada de caracteres

Então, a probabilidade de chegar um caractere após um certo tempo T é:

$$P(t < T) = \int_0^T L e^{-Lt} dt = 1 - e^{-LT}$$

Por exemplo, a probabilidade de chegar um caractere após $\frac{1}{L}$ segundos é:

$$P\left(t < \frac{1}{L}\right) = 1 - e^{-1} = 0,6321 \cong 63\%$$

Na recepção ocorre o processo inverso: o processador p_r vai vendo a que porta pertence cada caractere que chega, e o coloca na fila de saída correspondente.

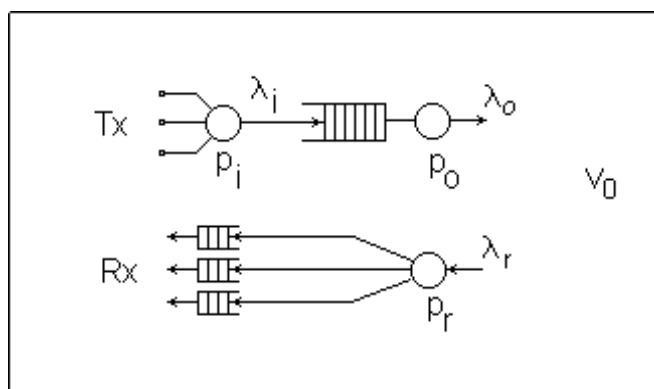


Fig. 2.47: Filas no mux estatístico

Se considerarmos um tempo de espera nulo na fila de saída da porta, o tempo total de retardo que um caractere vai sofrer ao passar pela multiplexação e demultiplexação, ou seja, para passar pelos dois muxes, será:

$$\Delta t = t_s + t_w + \frac{b+p}{v_i} \quad ; \quad v_i = \text{velocidade da porta [bps]}$$

$b+p$ = total de bits do caractere

2.6.2.1 Resumo da teoria das filas

Vimos, que a teoria das filas estuda o comportamento se sistemas onde as transações chegam, aguardam em uma fila, e são atendidas durante um tempo chamado “tempo de serviço”.

A primeira consideração que fiz foi que a chegada das transações é aleatória com distribuição exponencial.

Podemos considerar o tempo de serviço como aleatório, constante ou aleatório com distribuição exponencial. Vimos que isso influencia no tempo médio de espera t_w . Vimos também que, no mux estatístico, podemos considerar o tempo de serviço constante.

Distribuição de t_s			
	Aleatório	Constante	Exponencial
t_w	$\frac{\rho \cdot t_s \cdot \delta}{2(1-\rho)}$	$\frac{\rho \cdot t_s}{2(1-\rho)}$	$\frac{\rho \cdot t_s}{1-\rho}$
n_w	$\frac{\rho^2 \delta}{2(1-\rho)}$	$\frac{\rho^2}{2(1-\rho)}$	$\frac{\rho^2}{1-\rho}$

Tabela 2.16: Tempos de espera e quantidades de transações na fila

Quando se tem um processo em que o tempo de serviço é aleatório, em geral se considera sua distribuição como exponencial.

Em alguns casos deseja-se limitar o volume de chegada de transações a um processo para garantir que o tempo de atendimento fique abaixo de um valor específico.

Considerando a distribuição do tempo de serviço como sendo exponencial, o tempo de espera t_w e o tempo total de atendimento t_r também terão distribuição exponencial. A função densidade de probabilidade do tempo de serviço t_s (pode-se escrever a mesma equação para t_w ou t_r) é:

$$p(t) = \frac{e^{-\frac{t}{t_s}}}{t_s} \quad ; \quad t = \text{tempo de serviço}$$

t_s = tempo médio de serviço

Então, a probabilidade do tempo de serviço ser menor que um valor T específico, é:

$$P(t < T) = 1 - e^{-\frac{T}{t_s}}$$

Os tempos t_s , t_w e t_r são os tempos médios obtidos no processo baseado em fila. Queremos agora determinar qual o tempo “ T ” para o qual há probabilidade “ P ” do evento ocorrer. Pela equação anterior, temos:

$$e^{-\frac{T}{t_s}} = 1 - P(t_s < T)$$

$$\log_e e^{-\frac{T}{t_s}} = \log_e \{1 - P(t_s < T)\}$$

$$T = -t_s \cdot \log_e \{1 - P(t_s < T)\}$$

Por exemplo, a tabela 2.17 mostra a probabilidade do tempo de resposta ser menor que um determinado valor, que é função do tempo de resposta médio.

Tabela 2.17: Probabilidades de um evento com distribuição exponencial

$P(t < T)$	T
63%	t_r
90%	$(2,3)t_r$
95%	$(3,0)t_r$
99%	$(4,6)t_r$

Digamos que um sistema tem um tempo de resposta médio igual a t_r . Então há 63% de chance da resposta chegar antes que t_r , há 95% de chance da resposta chegar antes de $(3,0)t_r$, e assim por diante.

2.6.2.2 Mux multitronco e PBX de dados

Um mux estatístico pode ter mais de um tronco e, assim, encaminhar caracteres para duas localidades distintas, por exemplo. A figura 2.48 mostra que, nesse caso, o processador de entrada encaminha as transações (caracteres) para duas filas. É importante notar que, nesse caso, cada tronco deve ter capacidade para "N" circuitos virtuais, se quiser ter a flexibilidade de alocar qualquer porta a qualquer tronco. A figura 2.48 é a arquitetura interna do mux quando ele tem que se ligar a duas localidades distintas –cada caractere tem seu tronco destino específico. O processador pi coloca cada caractere que chega por uma das portas, na fila correspondente a seu destino.

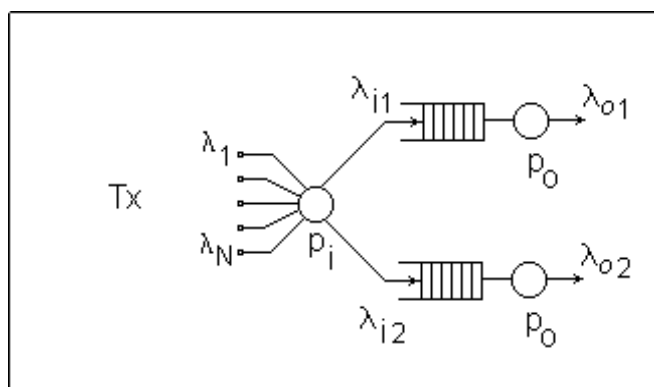


Fig. 2.48: Filas no mux multitronco

O mux estatístico pode, também, incorporar a atividade de PBX de dados, que consiste em permitir que cada terminal escolha em que porta quer se conectar. Isso amplia bastante a flexibilidade do equipamento e cria aplicações muito interessantes.

Com essa característica incorporada, o mux pode encaminhar o fluxo de uma determinada porta para qualquer outra do mesmo equipamento, ou até do mux remoto, por programação prévia ou por comando na própria porta, dado pelo terminal a ela ligado.

Essa funcionalidade pode ser representada por uma matriz. A figura 2.49 ilustra um mux com 3 portas assíncronas e um tronco, com capacidade para até 3 canais virtuais.

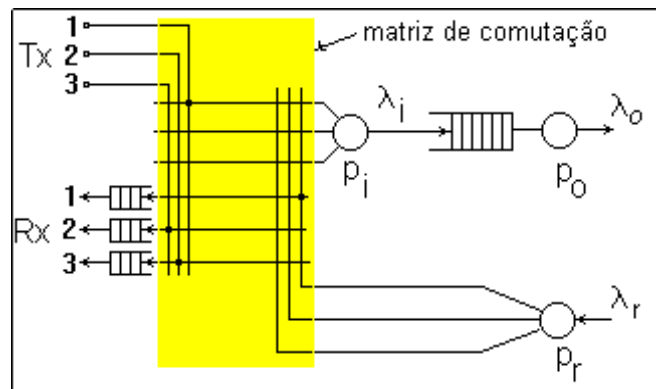


Fig. 2.49: Matriz de comutação no mux estatístico com PBX de dados

Pela figura 2.49, a porta "1" está ligada ao tronco de saída e as portas "2" e "3" estão se comunicando: a transmissão da porta "2" vai direto para a fila de recepção da porta "3" e, também, a transmissão da porta "3" vai direto para a fila de recepção da porta "2".

O mux-PBX deve ter a capacidade de estabelecer circuitos virtuais, por tronco, maior que a quantidade de portas, se quiser acomodar eventuais circuitos vindos por outros troncos.

O símbolo mais utilizado para um multiplexador é um triângulo com as portas em um dos lados e os troncos no vértice oposto.

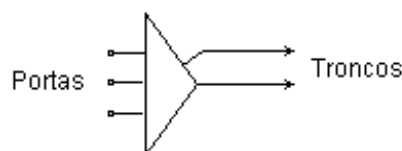


Fig. 2.50: Representação de um multiplexador

Uma das aplicações do mux-PBX é conectar "T" terminais assíncronos situados em localidades remotas, estando algumas na rota de outras, a "M" portas de um ou mais servidores multiusuários, em uma localidade central, onde $T > M$. A figura 2.51 exemplifica essa situação.

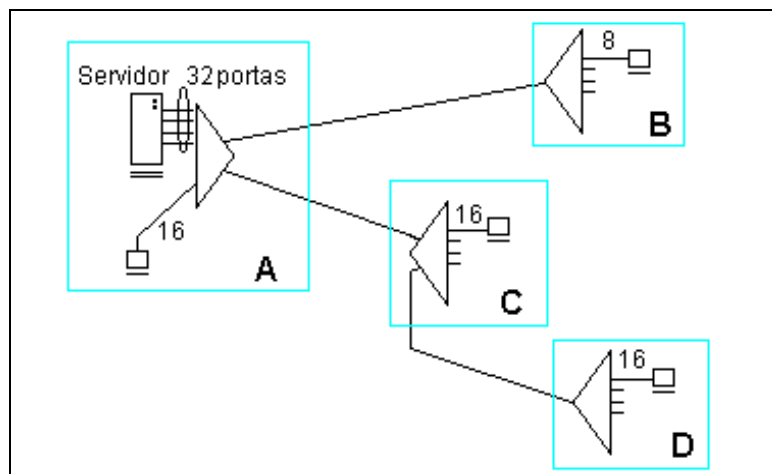


Fig. 2.51: Aplicação do mux-PBX : há mais terminais que portas de CPU

A figura 2.51 mostra uma rede com um total de 56 terminais, distribuídos em quatro cidades diferentes (A – D). Um servidor Unix, na cidade A, possui 32 portas assíncronas para atender às consultas dos terminais da rede. Todos os mux possuem capacidade de comutação, ou seja, são mux-PBX.

Quando um terminal quiser se conectar ao servidor ele solicita uma conexão ao mux. Se todas as portas estiverem ocupadas, o mux vai enviar uma mensagem de ocupado.

O mux da cidade C, apesar de ter somente 16 portas, deve ter a capacidade de estabelecer, no mínimo, 32 canais virtuais no tronco que o liga à cidade A, para poder passar as ligações vindas da cidade D.

Nesse nosso exemplo, temos 56 terminais concorrendo a 32 portas. Isso só é possível porque estamos utilizando mux-PBX. Se utilizássemos multiplexadores comuns, deveríamos ter uma porta de mux para cada porta do servidor Unix.

Esse problema pode ser modelado por um sistema multiservidor com perda de chamada.

O modelo multiservidor com perda de chamada se aplica a sistemas onde as transações são recusadas quando todos os servidores estão ocupados, exatamente como no PABX telefônico.

A probabilidade de uma chamada receber o sinal de ocupado, considerando que a distribuição do tempo de serviço é exponencial, é dada por³⁵:

$$P[\text{ocupado}] = \frac{(M \cdot \rho)^M}{(M!) \cdot \sum_{j=0}^M \frac{(M \cdot \rho)^j}{j!}}$$

A figura 2.52 mostra a probabilidade de uma chamada encontrar o sinal de ocupado (probabilidade de perda) em função da utilização da linha “ ρ ” e do número de servidores “ M ”.

Com o auxílio dessa figura, pode-se determinar a quantidade necessária de portas em um sistema com perda de chamada, como é o caso descrito, em função da utilização esperada e da probabilidade de perda admitida.

Consultando a figura podemos notar que, se a rede do nosso exemplo tiver uma utilização de 80%, haverá uma probabilidade aproximada de 4% de um terminal receber o sinal de ocupado.

³⁵ Ref. 46 pág. 7.23.

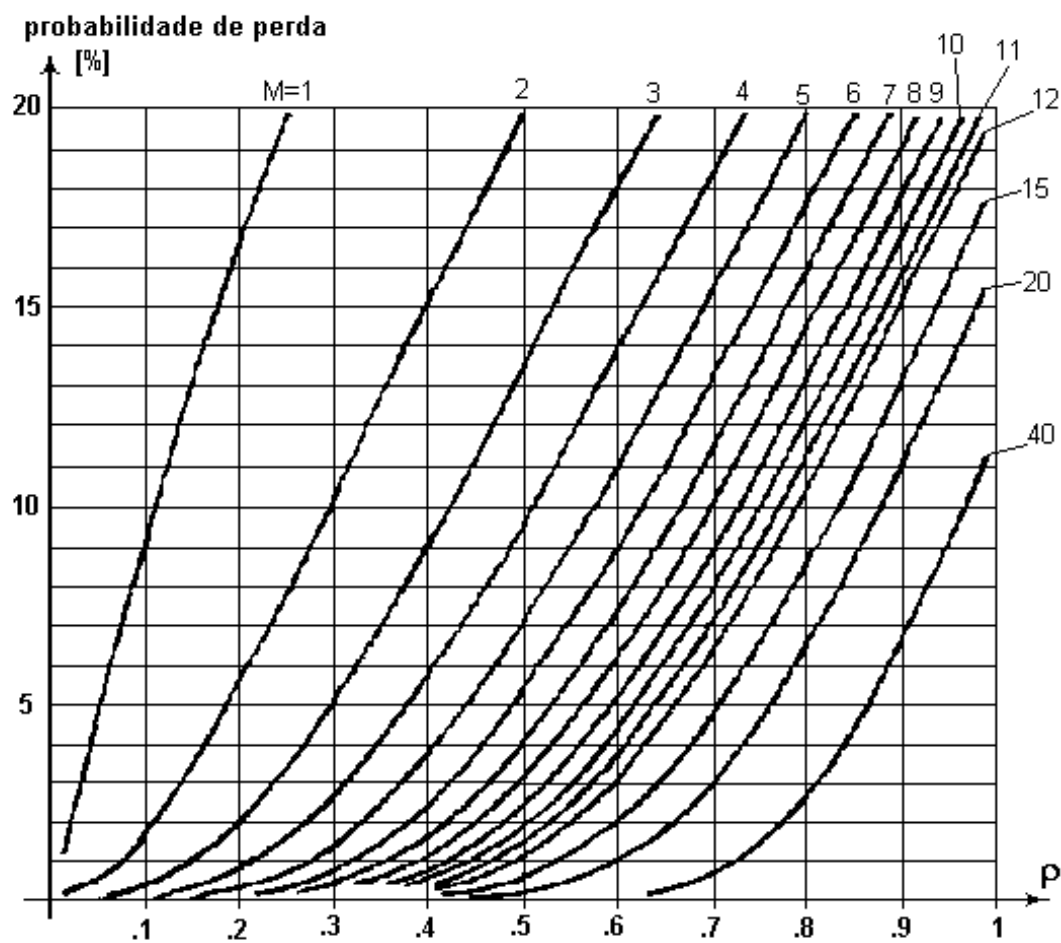


Fig. 2.52: Probabilidade de perda de chamada em função do tráfego

2.6.2.3 Balanceamento de carga

Uma outra aplicação básica para um mux com dois (ou mais) troncos é o balanceamento de carga, como ilustra a figura 2.53. Dois mux interligados entre si distribuem a demanda de tráfego entre dois (ou mais) troncos.

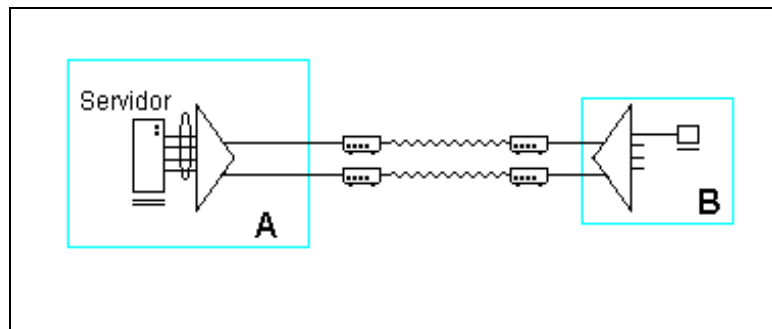


Fig. 2.53: Mux com dois troncos operando com balanceamento de carga

Nesse caso a arquitetura interna do mux toma a forma da figura 2.54. O processador de entrada, p_i , vai colocando os caracteres que chegam, sempre em uma mesma fila. Os dois processos de saída vão pegando os caracteres e transmitindo em seus respectivos troncos.

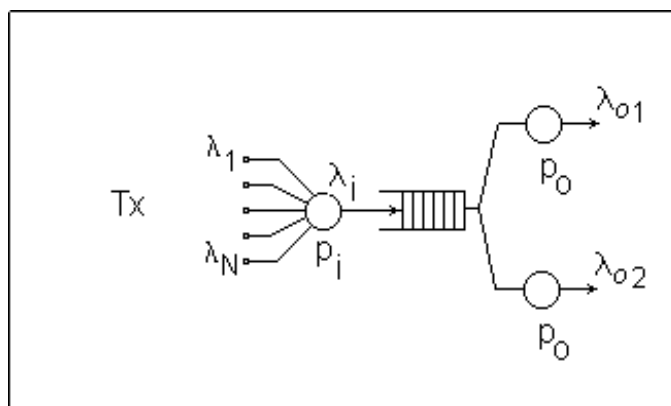


Fig. 2.54: Processo de saída no mux com balanceamento de carga

Na recepção, o processador vai encaminhando os caracteres para as respectivas portas destino.

O modelo matemático de um mux operando com balanceamento de carga é o de uma fila multiservidor, onde vários servidores vão atendendo as transações que estão na fila. Nesse caso “M” será maior que “1”.

A disciplina é tal que, logo que um processo servidor desocupa, a primeira transação da fila é chamada para atendimento. Esse tipo de fila é chamada de FIFO – *First In First Out*.

A fórmula para cálculo do tempo médio de espera é bem mais complexa que aquela da fila uniservidor. Considerando $k=2$, que corresponde a uma distribuição exponencial de t_s , o tempo de espera, t_w , é dado por:

$$t_w = t_s \cdot \frac{1-A}{M \cdot (1-\rho) \cdot (1-\rho A)} \quad \text{onde} \quad A = \frac{\sum_{j=0}^{M-1} \frac{(M \cdot \rho)^j}{j!}}{\sum_{j=0}^{\infty} \frac{(M \cdot \rho)^j}{j!}}$$

A figura 2.55 pode ser utilizada para se obter a relação t_w/t_s , conhecendo-se a utilização " ρ " e a quantidade de servidores " M ".

Verifique que, no caso de $M=1$, o tempo de espera é exatamente igual ao da fila uniservidor, considerando-se $k=2$.

Fazendo $M=1$, vamos encontrar $A=1/(1+\rho)$ e $t_w/t_s=\rho/(1-\rho)$, o que demonstra o fato que de a fila uniservidor é um caso particular da fila multiservidor.

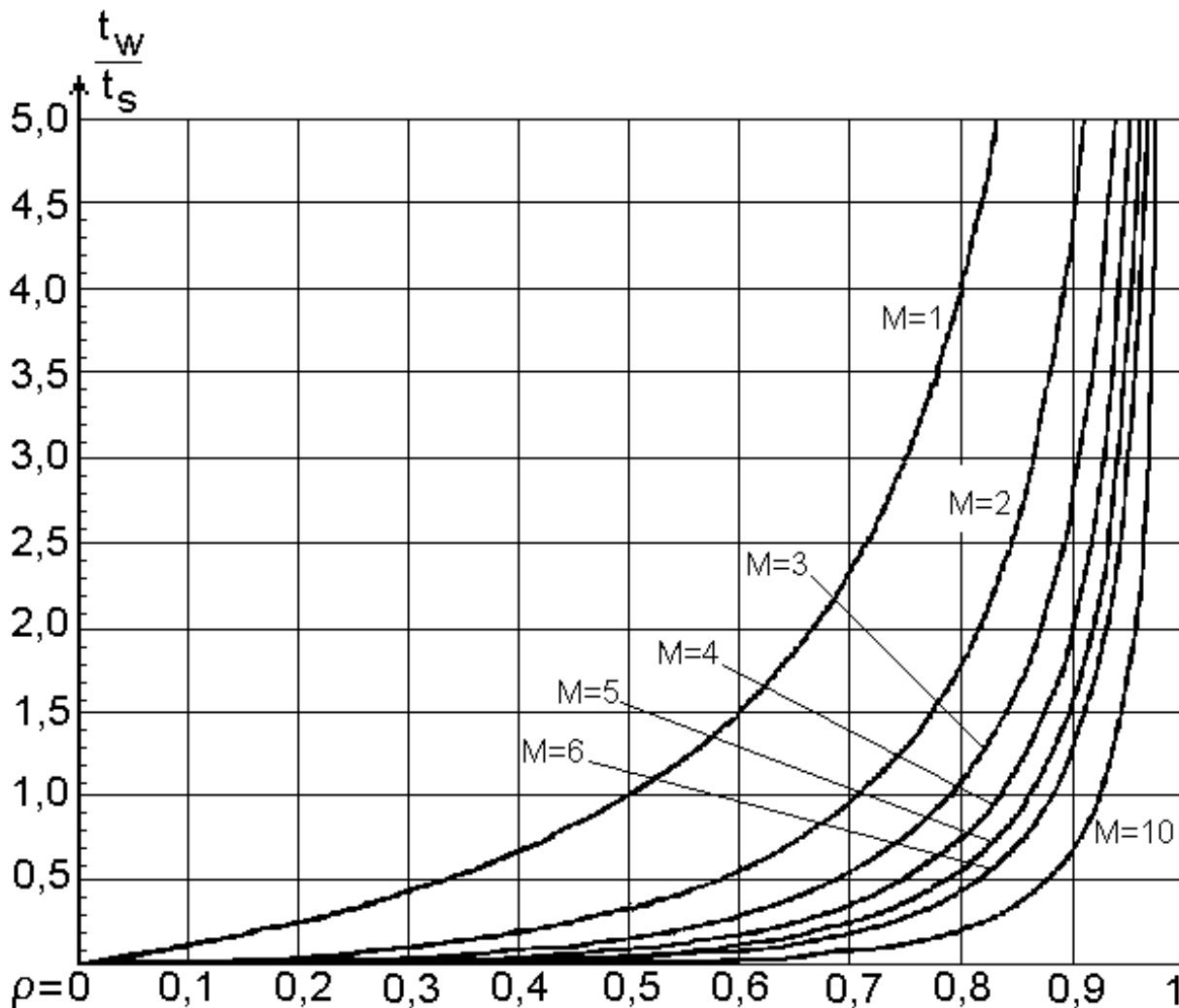


Fig. 2.55: Tempo de espera em função da utilização

Em um mux configurado com balanceamento de carga, haverá “M” troncos, onde cada um é um servidor que vai atender à demanda de tráfego.

2.6.2.4 Mux com tronco backup por discagem

Outra aplicação básica para o mux com dois troncos é utilizar o segundo tronco para entrar em operação no caso de o enlace principal falhar.

Normalmente o tronco backup opera em uma velocidade menor que o principal, por exemplo: o tronco principal opera a 64 kbps em uma linha privativa e o tronco backup vai operar a 33,6 kbps, comandando o modem de linha comutada para discar a localidade remota, caso o enlace principal falhe.

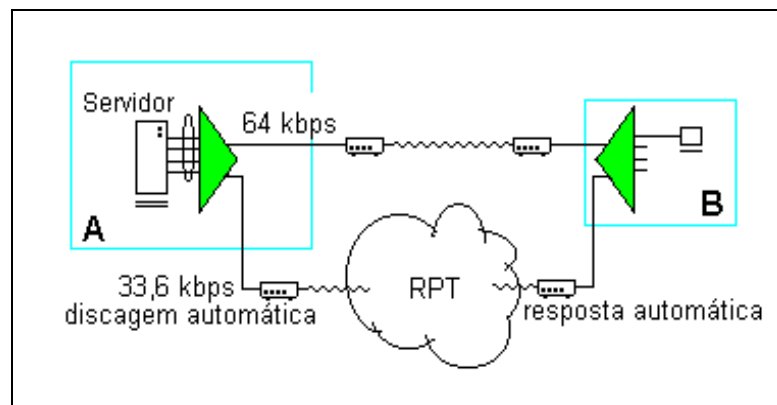


Fig. 2.56: Mux com tronco backup por discagem