

Capítulo 7

Códigos de Linha

Imediatamente antes da sua transmissão no canal, a informação sob a forma digital é convertida em sinais físicos (eléctricos ou ópticos) possuindo certas características nomeadamente, uma determinada localização e largura espectrais, facilidade de detecção no receptor, rendimento de transmissão optimizado e pequena vulnerabilidade aos erros. Esta operação designa-se por *formatação* ou *codificação de linha* e o conjunto dos elementos de sinal ou símbolos físicos utilizados para representar os dígitos de informação ou suas sequências constituem o *código de linha*.

Fundamentalmente os sinais podem ser transmitidos sob duas formas:

1. em banda base
2. em banda passante ou banda de canal

Na primeira forma o sinal é transmitido na banda de frequências em que ele próprio é produzido e se situa – a banda base. Na segunda forma o sinal é modulado em onda contínua com uma frequência de portadora adequada à banda do sistema de transmissão. Assim, em banda de base a transmissão é digital e em banda de canal a transmissão é analógica embora em ambos os casos os *dados* da fonte de *informação* sejam digitais.

7.1 Códigos de banda base

Um sinal digital é uma sequência discreta, descontínua, de pulsos de tensão eléctrica ou intensidade luminosa. Um pulso é normalmente uma

forma aproximadamente rectangular no tempo e constitui o que se designa também por símbolo de linha. Cada pulso é um *elemento de sinal*.

Ritmo de modulação

O *ritmo binário de dados*, ou apenas *ritmo binário*, de um sinal é a velocidade, em dígitos binários por segundo (bps), em que os dados de informação são transmitidos. A *duração*, *período* ou *tempo* de um dígito binário é a quantidade de tempo que o transmissor demora a emitir o dígito. Para um ritmo binário de r_b bps a duração é $T_b = 1/r_b$ s. Por outro lado, designa-se por *ritmo de modulação*¹ à velocidade, r_c , com que os elementos de sinal se sucedem no canal de transmissão o que se expressa em *baud*. Uma outra forma de caracterizar o ritmo binário é a forma *normalizada* ao ritmo de modulação, ou seja, definindo-o pelo número médio de dígitos de dados por transição do sinal² que, no caso da codificação digital se expressa em *bits/ baud* e no caso da codificação em onda contínua, em *bits/Hz*.

Sincronismo e regeneração

A interpretação, ou seja a determinação do *valor* de um sinal digital, faz-se aquando da sua regeneração como se referiu na secção 4.3 do capítulo 4. Um aspecto importante, senão mesmo essencial, é o do *sincronismo* entre o instante em que se toma a amostra ao (integral³ do) elemento do sinal e o instante central deste. Este sincronismo tem de ser obtido através da reprodução, no receptor, do relógio do transmissor, tanto em frequência como principalmente em fase. Dado que não se utilizam canais paralelos para transmitir o relógio, de alguma forma este tem de estar implícito no próprio sinal, isto é, tem de ser codificado com o sinal. Um bom código de linha, portanto, é aquele que melhor consegue codificar o relógio juntamente com o sinal sem com isso prejudicar nem as propriedades do sinal, como seja não aumentar a sua largura de banda, nem a complexidade do equipamento com o algoritmo de codificação.

¹ou apenas *ritmo* do sinal digital.

²Por razões históricas oriundas da utilização do código de Morse, os elementos de um sinal binário, também se costumam designar por *mark* e *space* ou *traço* e *ponto*, correspondendo respectivamente ao 1 e ao 0

³o filtro passa-baixo é um integrador

Polaridade do código

Os dados sob a forma binária são transmitidos codificando os bits em elementos de sinal. No caso mais simples existe uma correspondência um-para-um entre bits e elementos de sinal. Se estes possuírem todos o mesmo sinal algébrico, isto é, todos positivos ou todos negativos, o código de linha designa-se *unipolar*. Se um dos valores lógicos binários for representado por um nível de tensão positivo e o outro por um nível de tensão negativo o código designa-se *polar*.

CrITÉrios de avaliação de desempenho

Uns códigos de linha serão melhores que outros mas a sua avaliação objectiva é feita face às seguintes propriedades:

- Espectro. A ausência de componentes de alta frequência no espectro significa que o sinal (código de linha) exige do sistema menor largura de banda de transmissão. A ausência de componente contínua também é desejável visto, por um lado, permitir o acoplamento electromagnético (por transformador) entre o transmissor e o meio de transmissão isolando-os electricamente e, por outro lado, evitar a utilização de energia de sinal numa componente que não transporta informação sendo, neste sentido, inútil.
- Sincronismo. Como se disse, a capacidade do código de linha incluir o relógio do transmissor de modo a poder ser totalmente reproduzido, por separação, no receptor e assim possibilitar o sincronismo na regeneração do sinal.
- Deteção de erros. Independentemente do control de erros (deteção ou correcção) se fazer também a outro nível, isto é, antes da transmissão e depois da recepção utilizando sequências de dígitos redundantes, como se verá no capítulo sobre Teoria da Informação, o código de linha poderá possuir alguma capacidade de deteção de erros ao nível do próprio sinal físico.
- Imunidade ao ruído e à interferência. Alguns códigos poderão exibir um melhor desempenho face ao ruído e à interferência que outros.
- Custo e complexidade. Embora a codificação de linha se faça, hoje em dia, toda em hardware e o custo do hardware continue a baixar,

uma maior complexidade do processo de codificação encarece o equipamento. Por outro lado, o custo deste também aumenta com o ritmo de modulação. Quanto maior fôr este ritmo em relação ao ritmo binário, mais caro se torna o equipamento.

7.1.1 Não Retorno a Zero (NRZ)

O formato mais simples e usual para transmitir sinais digitais binários é o que utiliza dois níveis diferentes de tensão eléctrica para os dois dígitos binários. Nos códigos que utilizam este formato o nível de tensão é constante durante o período do bit. Não existe transição de nível nem um retorno à tensão zero durante aquele intervalo de tempo.

A tensão zero pode ser utilizada para representar o 0 lógico e uma tensão positiva o 1 lógico. A situação mais usual, no entanto, é a *polar*, em que um dos valores lógicos é representado por uma tensão negativa e o outro por uma tensão positiva, respectivamente o 1 e o 0. Trata-se do código polar NRZ-L⁴ representado na figura 7.1. O NRZ-L é o código normalmente utilizado para interpretar os dados produzidos por equipamentos digitais ou circuitos lógicos. Para a transmissão à distância utilizam-se outros códigos que normalmente tomam este como referência definidora do valor de sequências de dados.

Uma variante deste é o NRZI ou Não Retorno a Zero Inversão. Este código é um NRZ que inverte a polaridade no início de um valor lógico igual a 1. Os dados são pois codificados pela ausência ou presença de uma transição de nível de tensão no início do período do bit. Trata-se de um exemplo do que se designa por *codificação diferencial*. A descodificação processa-se por comparação da polaridade de elementos de sinal adjacentes.

A codificação diferencial tem normalmente mais vantagens do que inconvenientes relativamente a uma codificação absoluta. É mais fiável, por exemplo, detectar uma transição de nível face ao ruído, do que o valor absoluto da amplitude de um elemento do sinal pois uma simples troca de fios num circuito a dois fios inverteria os valores lógicos.

Os códigos NRZ utilizam eficazmente a banda disponível como se ilustra na figura 7.2 onde se comparam as densidades espectrais de potência de vários códigos de banda base. Nesta figura, o eixo da frequência está normalizado ao ritmo binário. Como se pode verificar, a maior parte da

⁴*Non-Return to Zero-Level*

potência dos códigos NRZ localiza-se entre 0 Hz e metade do ritmo de modulação, r_c .

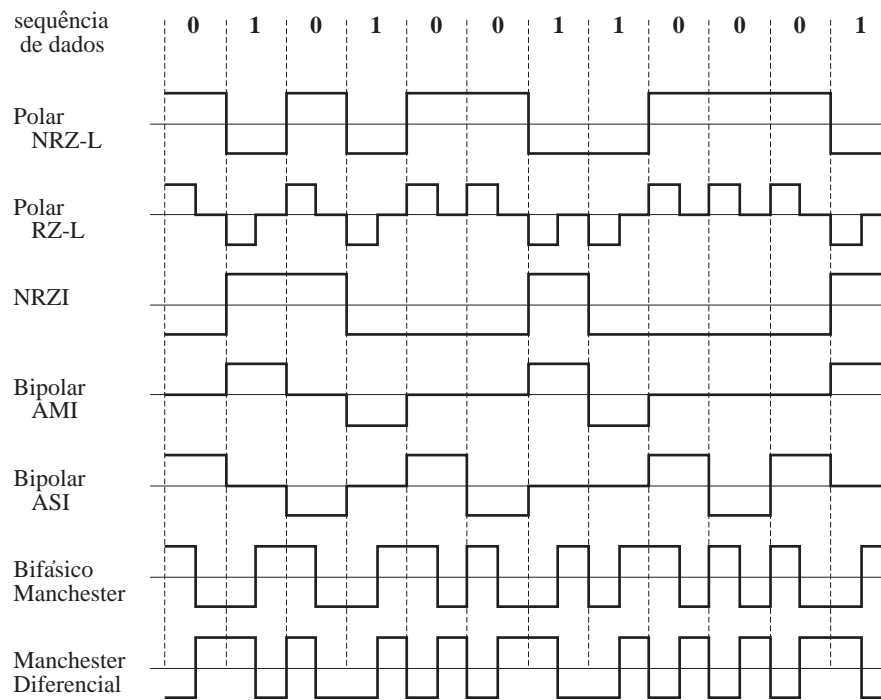


Figura 7.1: Códigos de linha de banda base

As maiores limitações dos códigos NRZ são a da presença de componente contínua e a da falta de capacidade de sincronismo. Uma sequência muito longa de 0 ou 1 seguidos para o NRZ-L ou de 0 para o NRZI resulta numa tensão contínua muito prolongada. Se houver um deslize na frequência do relógio do receptor relativamente à do transmissor poder-se-á perder o sincronismo de regeneração.

Dada a sua simplicidade e conteúdo de baixas frequências, os códigos NRZ são mais utilizados na gravação magnética digital. As limitações descritas tornam-nos pouco atractivos para a transmissão digital.

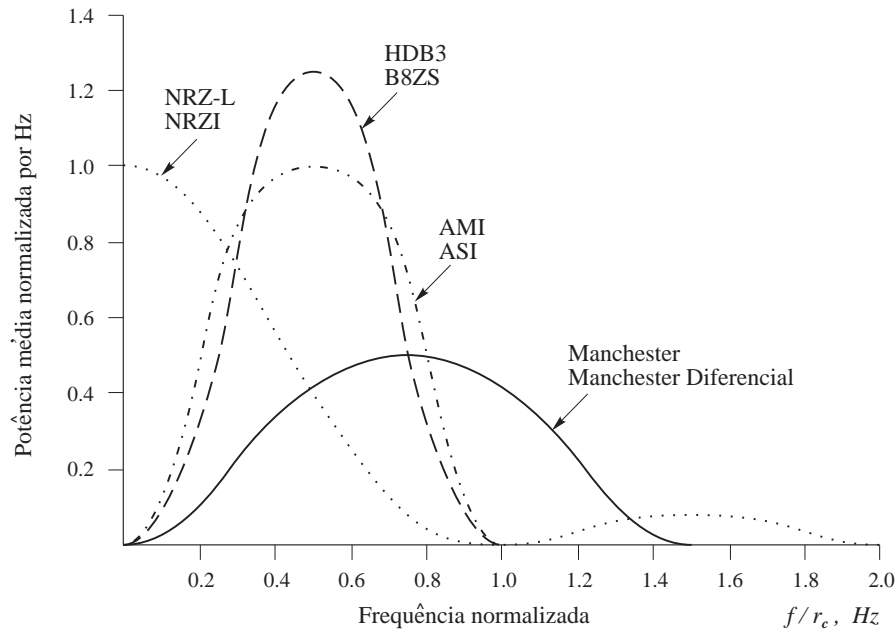


Figura 7.2: Densidade espectral de potência de códigos de banda base

7.1.2 Bipolar AMI

Os códigos bipolares, também designados de binários multinível, tentam resolver algumas das desvantagens dos NRZ. Um código de linha binário é *bipolar* quando um dos valores lógicos é representado alternadamente por dois níveis de tensão positiva e negativa, e o outro valor lógico pela tensão zero. Se é o lógico 1 que alterna de polaridade o código designa-se AMI (Alternate Mark Inversion), se é o lógico 0, designa-se ASI (Alternate Space Inversion).

Como estão em jogo três tensões distintas para representar valores binários os códigos bipolares são também designados de *pseudoternários*.

No AMI, uma sequência longa de 1 não dá origem a perda de sincronismo dado que há variação periódica de nível embora isso não aconteça em sequências prolongadas de 0.

Dado que os elementos de sinal de amplitude não-zero alternam sempre de polaridade, o espectro não possui componente contínua. Adicionalmente,

a largura de banda deste código é menor do que a do NRZ. Por outro lado, a alternância (obrigatória) de polaridade resulta num mecanismo de detecção de erros pois qualquer erro isolado *viola* esta regra.

Embora possuam alguma capacidade de sincronismo esta não é total, como se referiu. Para colmatar esta desvantagem existem técnicas que recorrem à inserção forçada de pulsos (códigos *scrambling*).

O código bipolar, por outro lado, não é tão rentável como o NRZ dado que necessita de três níveis para representar valores binários⁵.

Uma outra forma de abordar a questão da rentabilidade é a que se baseia na probabilidade de erro em função da energia média por símbolo (elemento de sinal), E_b/η . Atendendo a que o receptor tem de distinguir entre três níveis de tensão, $+A$, 0 e $-A$, uma análise deste código semelhante à que se fez no Capítulo 4 para o caso do código unipolar, revela que para a mesma probabilidade de erro por bit (P_e), o código bipolar exige mais cerca de 3 dB de potência do que os polares (NRZ). Ou seja, para a mesma razão sinal-ruído, o código NRZ possui um BER⁶ significativamente menor do que o bipolar. A figura 7.3 representa os BER destes códigos em função de E_b/η em decibéis que é a forma mais usual de representar a função da probabilidade de erro da tabela 4.2.

7.1.3 Bifásico Manchester

Um outro conjunto de códigos de linha designados *bifásicos* tentam também resolver as limitações do NRZ. Dois dos mais importantes são os códigos Manchester e Manchester Diferencial.

No código *Manchester*, o elemento de sinal possui sempre uma transição a meio do intervalo. Esta transição codifica simultaneamente o relógio e os dados. Se a transição é do nível de tensão negativo para o positivo ela representa o lógico 1 e se a transição é no sentido contrário representa o lógico 0.

No código *Manchester Diferencial* a transição a meio do período só é utilizada para recuperar a fase do relógio. A codificação do 0 é representada pela presença de uma transição no início do período e a do 1 pela ausência

⁵Cada elemento de sinal representa no máximo *um bit* de informação enquanto poderia representar $\log_2 3 = 1.58$ *bits* como se verá no capítulo sobre a Teoria da Informação.

⁶*Bit Error Rate* ou P_e

de transição no início do período. Trata-se portanto de uma codificação diferencial tal como a do NRZI.

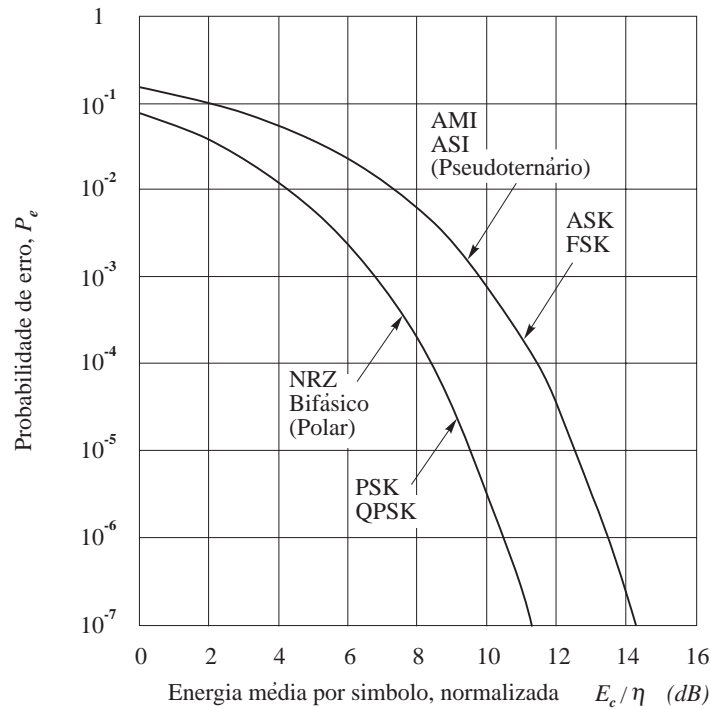


Figura 7.3: BER teórico de alguns códigos de linha

Todas as técnicas bifásicas possuem pelo menos uma transição por elemento de sinal (símbolo) podendo haver até duas transições. Portanto o ritmo máximo de modulação é o dobro do do NRZ o que significa que a largura de banda exigida pelo bifásico é maior. Esta desvantagem é compensada pelas seguintes vantagens:

- Sincronismo: Dado que existe sempre uma transição a meio do elemento de sinal, o receptor pode sincronizar-se nessa transição. Os códigos bifásicos são portanto auto-sincronizados.
- Ausência de componente contínua: vantagem já descrita anteriormente.
- Deteção de erros: A ausência da esperada transição pode ser utilizada para detectar um erro. O ruído na linha teria de inverter o

sinal tanto antes como depois da transição esperada de modo a que o erro passasse despercebido.

Como se pode observar na figura 7.2 a maior parte da potência nos códigos bifásicos está localizada entre 0.5 e 1 vezes o ritmo de modulação. A sua banda é, portanto, relativamente estreita e não contém componente contínua. Contudo, é mais larga do que a banda dos códigos bipolares.

Os códigos bifásicos são bastante utilizados na transmissão de dados especialmente em redes locais. O mais vulgar é o código Manchester que está adoptado nas normas IEEE 802.3 e *ethernet* para as redes locais CSMA/CD⁷ de banda base, tanto em cabo coaxial como em pares entrançados (UTP e STP⁸).

O código Manchester Diferencial é o estabelecido na norma IEEE 802.5 para as redes locais de banda base em anel com passagem de testemunho⁹ que utiliza pares entrançados com malha (STP) como meio de transmissão.

7.1.4 Códigos Scrambling

Embora as técnicas bifásicas sejam amplamente utilizadas nas redes locais de relativo alto ritmo (até 10 Mbps), não o são na transmissão a longas distâncias. A razão principal advém do facto de possuírem um ritmo de modulação superior ao ritmo binário. Dado que os custos dos circuitos de longa distância constituem uma parcela muito significativa dos custos totais dos sistemas, existe a preocupação em maximizar a sua utilização designadamente procurando-se códigos de linha que consigam transmitir o maior número de *bits/Hz* da banda disponível o que na prática se traduz na procura de ritmos de modulação igual ou inferior a 1.

Para tal recorre-se a técnicas de *scrambling*¹⁰ ou de redução de ritmo. As primeiras consistem basicamente na substituição das sequências binárias que resultariam em níveis de tensão constantes, por sequências de *enchimento* que forneçam um número de transições suficientes não só para que

⁷Carrier-Sense Multiple Access/Collision Detection

⁸UTP, *Unshielded Twisted Pair*; STP, *Shielded Twisted Pair*, pares entrançados, sem e com malha respectivamente

⁹*token ring*

¹⁰os *scramblers* são *misturadores* pseudo-aleatórios destinados a tornar os dados inteligíveis a quem não possua a *chave* para os decifrar. No caso da codificação de linha, porém, os *scramblers* são utilizados para *aleatorizar* os dígitos.

o relógio do receptor se mantenha sincronizado como também para reduzir ao mínimo a componente contínua do sinal.

Essas sequências de *enchimento* têm de ser reconhecíveis pelo receptor que as substituirá pelas originais. Possuem o mesmo número de dígitos que as originais e portanto não introduzem aumento de ritmo de modulação.

As características de um código *scrambling* são portanto as seguintes:

- Ausência de componente contínua.
- Ausência de longas sequências de elementos de sinal de nível zero.
- Manutenção do ritmo binário.
- Capacidade de detecção de erros ao nível do sinal.

HDB3

O código HDB3, abreviatura de *High-Density Bipolar 3 zeros*, baseia-se no código AMI. As sequências de quatro zeros seguidos são substituídas por sequências possuindo um ou dois pulsos. Em cada um dos casos o quarto zero é substituído por uma violação do código AMI. A tabela 7.1 resume as regras de formação deste código de linha. Estas regras asseguram que duas violações AMI seguidas são de polaridade simétrica de modo a evitar a componente contínua.

Com efeito, a regra verifica se o número de pulsos desde a última violação do código AMI é par ou ímpar, bem como a polaridade do último pulso imediatamente anterior à ocorrência dos quatro zeros sucessivos, escolhendo depois a sequência de substituição apropriada. Este código de

Tabela 7.1: Regras de substituição do código HDB3

Polaridade do pulso precedente	Número de pulsos bipolares desde a última substituição	
	Ímpar	Par
–	000–	+00+
+	000+	–00–

linha é utilizado nos sistemas de transmissão europeus e japoneses.

B8ZS

O código B8ZS, abreviatura de *Bipolar 8 Zeros Substituição*, também se baseia no AMI que é modificado de acordo com as seguintes regras:

- i) Quando ocorre um octeto de zeros e o pulso precedente é positivo, o octeto é substituído pela sequência 000+−0−+
- ii) Quando ocorre um octeto de zeros e o pulso precedente é negativo, o octeto é substituído pela sequência 000−+0+−

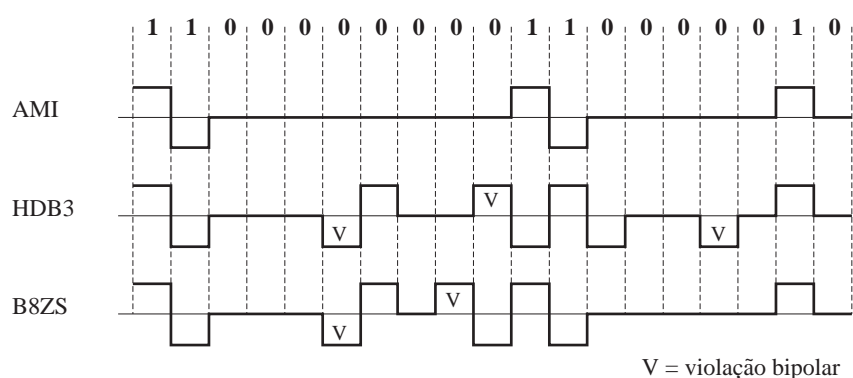


Figura 7.4: Códigos *scrambling* HDB3 e S8ZS

Estas regras forçam duas violações do código AMI situação pouco provável de poder ser atribuída aos efeitos do ruído. O receptor reconhece estes padrões e substitui-os por octetos de zeros. A figura 7.4 exemplifica a formação destes dois códigos. O código B8ZS é o utilizado nos sistemas de transmissão americanos.

As propriedades espectrais dos códigos HDB3 e B8ZS estão patentes na figura 7.2. Como se pode verificar, nenhum deles possui componente contínua e a maior parte da energia está concentrada numa banda relativamente estreita em torno de uma frequência que é igual a metade do ritmo binário.

Os códigos *scrambling* são utilizados nas transmissões de alto ritmo a longas distâncias. Os circuitos de acesso à RDIS de banda larga¹¹ utilizam estes códigos de linha.

¹¹Broadband ISDN, (*Integrated Services Digital Network* ou Rede Digital com Integração de Serviços)

7.1.5 Códigos de redução de ritmo, mBnL

Os códigos de redução de ritmo destinam-se a transmitir mais de um bit por elemento de sinal, ou seja, mais de um bit/s por baud. Uma das vantagens destes códigos é a de reduzirem o *crosstalk* porque as variações de amplitude entre pulsos consecutivos são menores. São designados por códigos *mBnL* o que quer dizer que uma sequência de m Bits de dados é representada por n pulsos de L níveis cada, com $n < m$ e $L > 2$.

4B3T

No código 4B3T, cada grupo de 4 dígitos Binários de dados são codificados em 3 pulsos que poderão ter três níveis de amplitude distintos, ou seja, em 3 dígitos Ternários. Obtém-se assim uma redução de ritmo de pulsos na linha de 1/4 relativamente ao ritmo binário dos dados. Os três pulsos do código de linha transmitidos por cada quatro bits da sequência de dados são seleccionados de uma das quatro colunas da tabela 7.2. Associado a

Tabela 7.2: Padrões de codificação de linha 4B3T

Sequência binária (dados)	1		2		3		4	
	Código	Col seg	Código	Col seg	Código	Col seg	Código	Col seg
0001	0 - +	1	0 - +	2	0 - +	3	0 - +	4
0111	- 0 +	1	- 0 +	2	- 0 +	3	- 0 +	4
0100	- + 0	1	- + 0	2	- + 0	3	- + 0	4
0010	+ - 0	1	+ - 0	2	+ - 0	3	+ - 0	4
1011	+ 0 -	1	+ 0 -	2	+ 0 -	3	+ 0 -	4
1110	0 + -	1	0 + -	2	0 + -	3	0 + -	4
1001	+ - +	2	+ - +	3	+ - +	4	- - -	1
0011	0 0 +	2	0 0 +	3	0 0 +	4	- - 0	2
1101	0 + 0	2	0 + 0	3	0 + 0	4	- 0 -	2
1000	+ 0 0	2	+ 0 0	3	+ 0 0	4	0 - -	2
0110	- + +	2	- + +	3	- + +	4	- - +	3
1010	+ + -	2	+ + -	3	+ - -	2	+ - -	3
1111	+ + 0	3	0 0 -	1	0 0 -	2	0 0 -	3
0000	+ 0 +	3	0 - 0	1	0 - 0	2	0 - 0	3
0101	0 + +	4	- 0 0	1	- 0 0	2	- 0 0	3
1100	+ + +	4	- + -	1	- + -	2	- + -	3

Nota: o código 000 é decodificado como 0000

cada código numa coluna existe um número que indica a coluna de onde o código seguinte deve ser escolhido. No exemplo da figura 7.5 o código

para a sequência 0111 é escolhido da coluna 1 ($- 0 +$) e a coluna seguinte é a 1. O código para a sequência seguinte, 1000, é escolhido da coluna 1 ($+ 0 0$) e a coluna seguinte é a 2. O código para a sequência seguinte, 1110, é escolhido da coluna 2 ($0 + -$) e a coluna seguinte é a 2, e assim sucessivamente.

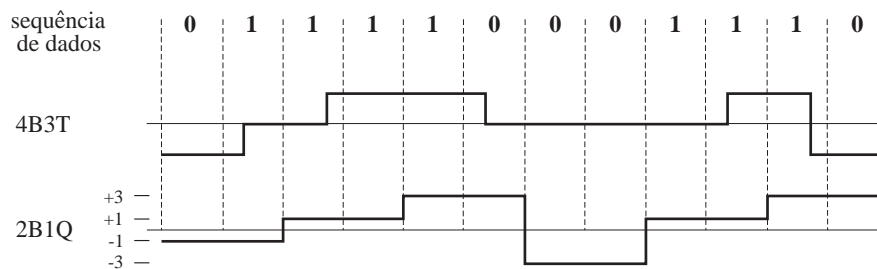


Figura 7.5: Códigos de redução de ritmo, *mBnL*

Existem $3^3 = 27$ possíveis ternos de pulsos ternários para codificar as $2^4 = 16$ diferentes quadras de bits de dados pelo que $27-16=11$ ternos não são usados. Se no receptor aparecer algum destes ternos pode concluir-se que houve erro na transmissão. A redundância do código permitiu torná-lo pelo menos detector de erros. Na escolha dos ternos do código procura-se que a uma sequência binária aleatória de dados corresponda um sinal com uma largura de banda e valor médio o mais reduzidos possível.

2B1Q

No código 2B1Q, cada par de bits dos dados é codificado num único pulso de quatro níveis, ou pulso Quaternário. Na figura 7.5 os quatro níveis estão representados pelas amplitudes $+3$, $+1$, -1 e -3 indicando que os níveis são simétricos relativamente a zero e estão igualmente espaçados entre si. O primeiro bit em cada par indica a polaridade e o segundo a amplitude.

Este código não é redundante mas apresenta uma redução de ritmo de $1/2$. É um dos códigos de linha mais utilizados.

Opera a ritmos binários de 160 Kbps em linhas de pares de fios entrançados de vários quilómetros de comprimento e é utilizado nos circuitos de acesso básico RDIS (RDIS de banda estreita).

7.2 Códigos de banda de canal

Os códigos de banda de canal, também chamados de banda passante, são obtidos por modulação digital de onda contínua. São os códigos adotados para possibilitar a transmissão digital em circuitos originalmente concebidos para transmissão analógica pelo que são largamente utilizados em *modems* destinados a transmitir sobre linhas telefônicas analógicas, quer comutadas quer dedicadas (ponto-a-ponto). Com a digitalização dos circuitos e das redes de comunicações, estes códigos tenderão a ser cada vez menos utilizados.

7.2.1 Técnicas fundamentais de codificação

Nesta modulação o sinal digital modulante faz variar uma das três variáveis de uma onda portadora sinusoidal: a amplitude, a frequência ou a fase dando origem, respectivamente, às três técnicas de modulação digital:

- ASK: Amplitude Shift Keying
- FSK: Frequency Shift Keying
- PSK: Phase Shift Keying

que se encontram ilustradas na figura 7.6. O termo *keying* permanece desde o tempo em que a modulação digital foi utilizada pela primeira vez na transmissão dos sinais binários do código Morse os quais eram gerados por uma *chave* (*key*), ou interruptor, que permitia a emissão de uma portadora, ou não, consoante era premida ou não de acordo com a sequência binária dos dados a transmitir. Este modo de transmissão em que ao valor 1 correspondia a existência de portadora de amplitude e frequência constantes e ao valor 0 a ausência de portadora, ou seja, amplitude zero, é designado por On-Off Keying (OOK).

Em qualquer das técnicas de modulação o espectro do sinal resultante ocupa uma banda centrada na frequência da portadora.

Em ASK os valores binários são representados por duas amplitudes diferentes da portadora de frequência constante f_p . Normalmente uma das amplitudes é zero. O sinal resultante é

$$\text{ASK} \quad s(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_p t + \theta_p) & \text{binário 1} \\ 0 & \text{binário 0} \end{cases}$$

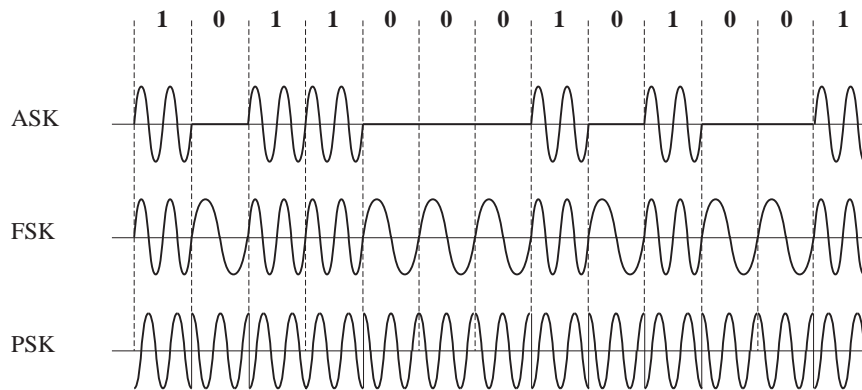


Figura 7.6: Códigos de linha em banda de canal (modulação digital)

Em FSK os dois valores binários são representados por dois valores da frequência, f_1 e f_2 , acima e abaixo da frequência da portadora, e igualmente espaçadas desta, $f_2 - f_p = f_p - f_1$. O sinal resultante é

$$\text{FSK} \quad s(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_1 t + \theta_p) & \text{binário 1} \\ A \cos(2\pi f_2 t + \theta_p) & \text{binário 0} \end{cases}$$

A modulação FSK é menos susceptível a erros do que a ASK pois o ruído nos sistemas de transmissão é essencialmente aditivo e portanto manifesta-se essencialmente na amplitude do sinal que no caso FSK não transporta informação sobre o valor do dígito binário. Esta informação está contida no valor da frequência da portadora ao longo do tempo.

Em modulação digital de fase a amplitude e a frequência da portadora são mantidas constantes e a fase é deslocada de um certo ângulo de acordo com a sequência binária dos dados. Uma forma de modulação de fase utiliza duas portadoras de igual frequência fixa mas diferindo 180° em fase, isto é, duas sinusoides inversas aditivas uma da outra. O sinal resultante é

$$\text{PSK} \quad s(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_p t + 180^\circ) & \text{binário 1} \\ A \cos(2\pi f_p t) & \text{binário 0} \end{cases}$$

e trata-se de uma codificação, ou modulação, PSK. Dado que com esta técnica é necessário reproduzir e manter no receptor uma fase de referência de modo a compará-la com a do sinal, este método é designado de PSK coerente. Na prática este requisito traduz-se numa grande complexidade

do receptor/desmodulador agravado ainda pelo facto de a transmissão estar frequentemente sujeita a grandes variações aleatórias de fase. Por estas razões é normalmente utilizada uma variante desta técnica pela qual o valor binário dos dados não está contido no valor absoluto da fase da portadora mas sim na variação de fase relativamente à do dígito anterior.

Assim uma mudança de fase de 90° relativamente à fase corrente representa o binário 0 e uma mudança de 270° representa o binário 1. Desta forma o receptor só necessita determinar o valor da mudança de fase. Esta técnica é designada de PSK diferencial, DPSK, e é a mais utilizada na prática.

$$\text{DPSK} \quad s(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_p t + \theta_{i-1} + 270^\circ) & \text{binário 1} \\ A \cos(2\pi f_p t + \theta_{i-1} + 90^\circ) & \text{binário 0} \end{cases}$$

A figura 7.7 ilustra a ocupação espectral de cada uma destas técnicas. Considerando que o espectro do sinal digital é o representado em a), cor-

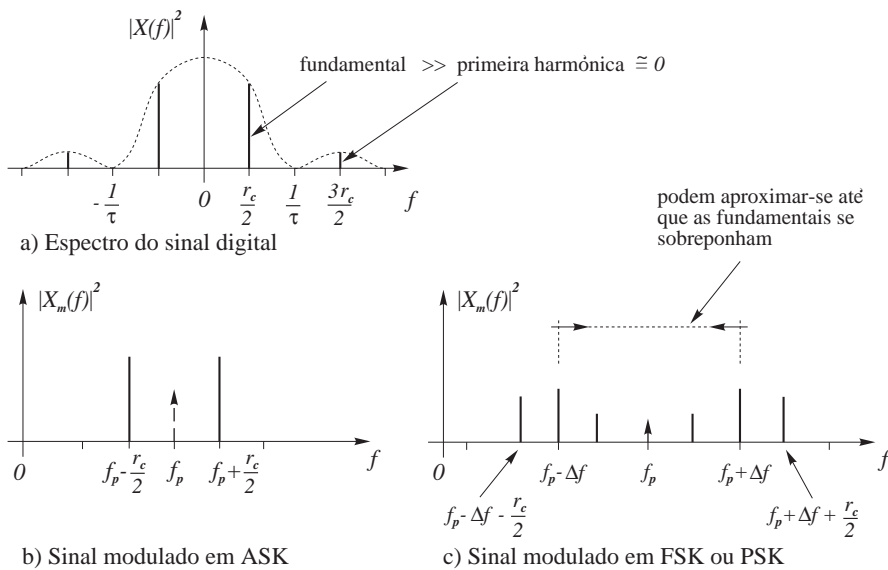


Figura 7.7: Espectros dos sinais ASK, FSK e PSK

respondente a uma sequência periódica de pulsos rectangulares de duração $\tau = T_c$ de tal forma que o ritmo de símbolos é $r_c = 1/T_c$ simb/s, então a sua codificação em ASK com uma portadora de frequência f_p terá o espectro representado em b) e a sua codificação quer FSK quer PSK ou

DPSK possuirá uma ocupação espectral como se representa em c). É de notar que no caso ASK a largura da banda ocupada pelo sinal codificado é igual ao ritmo de símbolos, dado que neste caso as harmónicas de ordem par são nulas, e nos casos FSK e PSK a largura da banda é de pelo menos 2 vezes superior àquele ritmo. Na realidade a variação Δf mínima da frequência da portadora, f_p , tem de ser superior a r_c para que as componentes fundamentais acima de $f_p - \Delta f$ e abaixo de $f_p + \Delta f$ não se sobreponham.

7.2.2 Codificação M -ária

Quando não é possível aumentar o ritmo binário devido a limitação de largura de banda do canal (condição de Nyquist) ou quando se deseje uma ocupação mínima da banda disponível, por questões de rentabilidade, recorre-se a codificação multinível, uma forma de codificação por redução de ritmo ($r_c < r_b$), desde que a consequente diminuição da qualidade da comunicação (devido ao aumento da probabilidade de erro) seja ainda aceitável e, evidentemente, não se pretenda ultrapassar o limite teórico estabelecido pelo Teorema de Shannon da capacidade do canal¹².

Assim, com pulsos multinível M -ários, tem-se $\log_2 M$ bits por pulso (símbolo) e portanto $r_b = r_c \cdot \log_2 M$ bits/s. Os casos mais frequentes são $M = 4$ ou $M = 8$ em que os elementos de sinal se designam respectivamente por *dibits* e *tribits* pelo facto de representarem respectivamente dois e três dígitos binários.

Na codificação M -ária em ASK utilizam-se M amplitudes diferentes para a portadora e em FSK a portadora varia entre M frequências diferentes igualmente espaçadas.

Mas as realizações mais usuais empregam a modulação digital de fase M -ária, também designada por modulação em *quadratura* ou QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). Assim, por exemplo, o sinal quaternário ($M = 4$) QPSK possuirá quatro fases distintas em que os valores binários da informação estão contidos ou no valor absoluto da fase (QPSK coerente) ou na variação de fase relativamente ao símbolo anterior (modulação QPSK Diferencial ou DQPSK).

¹²discutido no capítulo sobre Teoria da Informação

Em lugar de serem representados analiticamente por expressões como

$$\text{QPSK} \quad s(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_p t + 45^\circ) & \text{binário 11} \\ A \cos(2\pi f_p t + 135^\circ) & \text{binário 10} \\ A \cos(2\pi f_p t + 225^\circ) & \text{binário 00} \\ A \cos(2\pi f_p t + 315^\circ) & \text{binário 01} \end{cases} \quad (7.1)$$

são representados pelo que se designa por *constelação* do sinal que é o conjunto dos valores do sinal sob a forma de afixos no plano complexo. Os vectores desses afixos representam a amplitude e a fase de cada elemento do sinal QPSK. A figura 7.8 a) representa a constelação do sinal QPSK da equação 7.1 etiquetada com os correspondentes valores binários.

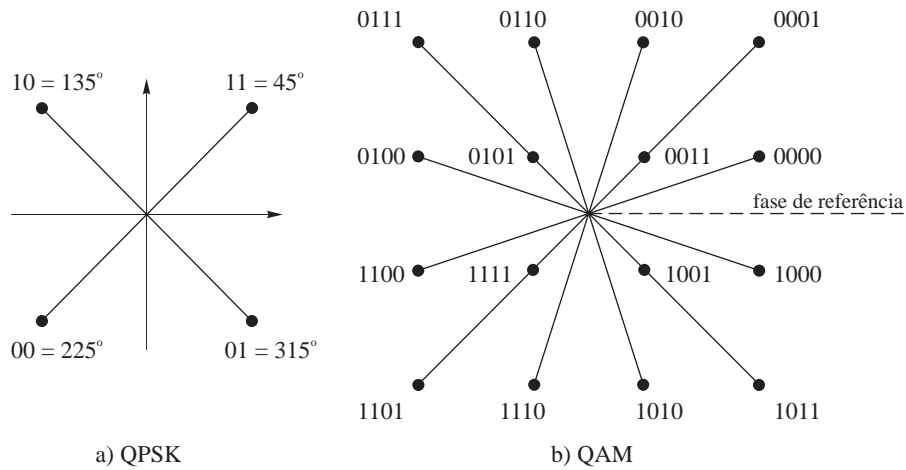


Figura 7.8: Constelações de sinais modulados em quadratura

7.2.3 Técnicas híbridas

Uma das formas mais eficazes de ultrapassar as limitações da condição de Nyquist é a utilização de técnicas híbridas que consistem na combinação das técnicas fundamentais numa única operação de codificação. Uma das técnicas híbridas mais usadas resulta da combinação da modulação em amplitude com a modulação de fase, técnica que se designa por QAM (Quadrature Amplitude Modulation).

Desta forma pode obter-se um sinal QAM representando, por exemplo, quatro bits por elemento (símbolo), combinando 12 valores de fase e 3

valores de amplitude para produzir 16 elementos (valores) distintos do sinal. A figura 7.8 b) representa a constelação deste sinal. Esta foi, na realidade, a primeira implementação de QAM, que permitia um ritmo binário de 9600 bps (bits por segundo) com o sinal operando a 2400 baud (símbolos por segundo) numa linha telefónica analógica cuja largura de banda é, como se sabe, de cerca de 3400 Hz.

A figura 7.9 ilustra a forma de onda (contínua) de uma sequência binária resultante de uma hipotética modulação em quadratura em que se combinaram 2 valores de fase e 2 valores de amplitude para codificar 2 dígitos binários por elemento de sinal.

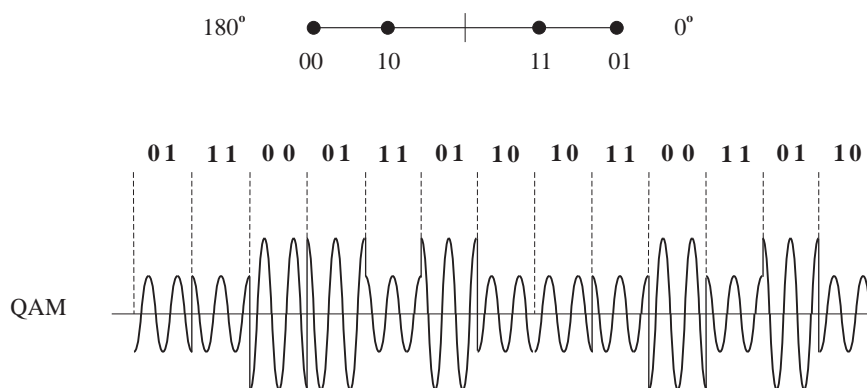


Figura 7.9: Forma de onda de uma hipotética modulação em quadratura

Existem outras técnicas de codificação mais sofisticadas permitindo transmitir mais dígitos binários por elemento de sinal (símbolo) mantendo uma probabilidade de erro controlada mas que recorrem a uma codificação prévia dos dígitos de informação antes de efectuarem propriamente a codificação de linha, ou seja antes da modulação propriamente dita. Trata-se na realidade de codificação para controlo de erros¹³ que utiliza dígitos redundantes para validação dos dados recebidos. Uma dessas técnicas é chamada de TCM (Trellis Coded Modulation) que utiliza codificação binária convolucional e que é utilizada em certos equipamentos de modulação e desmodulação — os modems ECM (Error Correcting Modem).

¹³este assunto será tratado em pormenor mais adiante

7.3 Problemas

- 7.1 – Considere a seguinte técnica de codificação de linha. Os dígitos binários, d_m ($m=1,2,3,\dots$), são apresentados ao codificador que os processa em dois passos. No primeiro, é produzido um novo conjunto de dígitos binários $b_m = (d_m + b_{m-1}) \bmod 2$ e no segundo, estes são codificados da seguinte forma $c_m = b_m - b_{m-1}$. No receptor, os dígitos originais são recuperados fazendo $d_m = c_m \bmod 2$.
- Verificar que os valores recebidos são iguais aos transmitidos.
 - De que tipo de codificação de linha se trata?
- 7.2 – Desenvolva um diagrama de estados do autômato finito gerador de um código pseudoternário.
- 7.3 – Para que o código B8ZS seja eficaz, a probabilidade de ocorrência de mais do que uma violação de código devido a um erro deve ser bastante pequena. Qual a probabilidade de ocorrência de mais do que uma violação de código num octeto quando a probabilidade de erro por bit é $P_e = 10^{-6}$? E quando $P_e = 10^{-3}$?
- 7.4 – Esquematize as formas de onda resultantes da codificação de linha em banda base da sequência 01000011101110100001, para cada um dos códigos representados nas figuras 7.1, 7.4 e 7.5.
- 7.5 – A forma de onda da figura representa um sinal binário codificado em Manchester. Determinar o início e o fim dos períodos dos bits e a sequência binária que foi codificada.



- 7.6 – Considere a figura 7.8. Oito das fases utilizam apenas um nível de amplitude e a constelação do sinal apenas codifica quatro bits. Quantos bits poderiam ser codificados se essas fases utilizassem também dois níveis de amplitude?

fim do capítulo 7