

1 Introdução

2 Serviços em Telecomunicações

3 Aspectos de Transmissão

3.1 Suportes de transmissão

O meio de transmissão dominante na rede de acesso das redes telefônicas públicas é o cabo de pares simétricos, que como já se referiu é baseado em pares de cobre entrelaçados (daí essa designar-se rede de cobre). Por sua vez, na rede de transporte usa-se ou a fibra óptica ou meios radio-eléctricos, como os feixes hertzianos e os satélites. O cabo coaxial teve o seu período áureo na transmissão analógica, antes do aparecimento da tecnologia óptica. Contudo, a crescente implantação das redes de distribuição de televisão por cabo, baseadas na tecnologia híbrida (fibra/coaxial), fizeram ressurgir a importância deste meio de transmissão.

Nesta secção, ir-se-á analisar as principais características de transmissão (atenuação, distorção e diafonia) dos cabos de pares simétricos, dos cabos coaxiais e das fibras ópticas. Os meios de transmissão radio-eléctricos serão estudados em outras disciplinas.

3.1.1 Cabos de pares simétricos

Um par simétrico não é mais do que uma linha de transmissão constituída por dois condutores isolados e entrelaçados. O material usado nos condutores é, normalmente, o cobre, enquanto como isolador se usa o polietileno. No sentido de melhorar as propriedades de diafonia os quatro fios correspondentes a dois pares são entrelaçados formando uma **quadra**, designada por quadra-estrela. Um outro tipo, designada por quadra DM (do nome dos seus inventores Dieselhorst-Martin), ou quadra de pares combinados, é obtida entrelaçando dois pares previamente entrelaçados. Um cabo de pares simétricos é constituído por várias quadras dispostas de modo conveniente.

3.1.1.1 Parâmetros característicos de uma linha

A análise das características de transmissão dos pares simétricos pode-se fazer recorrendo à teoria das linhas de transmissão. De acordo com esta teoria, um troço elementar de linha pode-se modelar pelo esquema equivalente representado na Figura 3.1. Os elementos desse esquema designam-se por parâmetros primários da linha e são os seguintes:

- R (Ω/km): resistência por unidade de comprimento dos condutores da linha, incluindo o efeito pelicular;
- L (H/km): indutância por unidade de comprimento devida ao campo magnético entre os condutores;

- $G(S/km)$: condutância transversal por unidade de comprimento devida, quer aos defeitos de isolamento, quer às perdas dieléctricas;
- $C (F/km)$: capacidade por unidade de comprimento ligada à permissividade do dieléctrico situado entre os condutores.

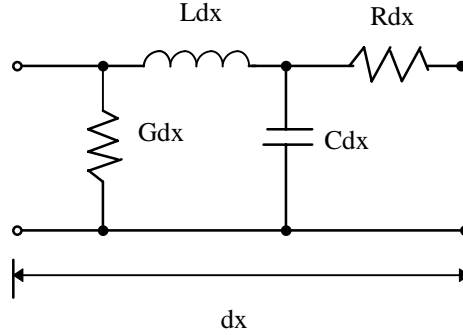


Figura 3. 1 Modelo de um troço elementar de linha de transmissão.

Tabela 3.1 Parâmetros primários característicos de um cabo do tipo 24 AWG(70 °F)

| $f(kHz)$ | $R(\Omega/km)$ | $L(mH/km)$ | $G(\mu S/km)$ | $C(\mu F/km)$ |
|----------|----------------|------------|---------------|---------------|
| 1 | 172 | 0.613 | 0.071 | 0.052 |
| 5 | 172 | 0.611 | 0.290 | 0.052 |
| 10 | 173 | 0.610 | 0.530 | 0.052 |
| 50 | 178 | 0.595 | 2.145 | 0.052 |
| 100 | 192 | 0.581 | 3.927 | 0.052 |
| 500 | 337 | 0.533 | 15.928 | 0.052 |

Todos esses parâmetros variam em função da frequência e das características dos cabos, como seja o diâmetro dos condutores, o tipo de dieléctrico usado, etc. Na tabela 3.1 apresenta-se a variação desses parâmetros em função da frequência, para um cabo com isolamento de polietileno de calibre 0.5 mm, designado segundo a terminologia da *American Wire Gauge* por 24 AWG. Como se pode ver, a capacidade é independente da frequência na banda de frequências consideradas, a indutância tem um decréscimo lento com a frequência, enquanto a resistência e a condutância crescem ambas com a frequência. A resistência para as altas frequências é proporcional à raiz quadrada da frequência, devido ao efeito pelicular (tendência para a corrente se concentrar na superfície do condutor quando a frequência aumenta).

Os parâmetros secundários de uma linha, definidos usualmente, são a **impedância característica** Z_0 , e a **constante de propagação** γ . Esses parâmetros são calculados directamente em termos dos primários do seguinte modo:

$$Z_0(\omega) = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \tag{3.1}$$

$$\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \tag{3.2}$$

onde $\omega = 2\pi f$, f é a frequência, α é o **coeficiente de atenuação** expresso em Neper por quilómetro (Np/km) e β é o **coeficiente de fase** expresso em radianos por quilómetro (rad/km). Note-se que, para obter o coeficiente de atenuação em dB/km é necessário um factor multiplicativo de $20\log e \cong 8.68$ dB / Np.

Uma linha diz-se que está adaptada se for terminada por uma carga igual à sua impedância característica. Uma linha de comprimento l , adaptada nas duas extremidades, apresenta uma função de transferência dada por

$$H_l(f, l) = \frac{V_r(f, l)}{V_e(f, 0)} = e^{-l\gamma(f)} = e^{-l\alpha(f)} e^{-j\beta(f)} \quad (3.3)$$

onde $V_e(f, 0)$ e $V_r(f, l)$ é a transformada de Fourier da tensão, respectivamente no início e no fim da linha. A partir de (3.3) pode-se calcular a **atenuação da linha** para a frequência f , resultando

$$A_{dB}(f, l) = -20\log|H(f, l)| \cong 8.686l\alpha(f)^1 \quad (3.4)$$

Como se pode concluir através de (3.4) a atenuação de uma linha aumenta directamente com o comprimento da linha, sendo também uma função crescente da frequência como é aparente a partir de (3.2).

Outra característica importante dos meios de transmissão é o **atraso de grupo** (expresso em s/km), que não é mais do que o inverso da velocidade de grupo e, por conseguinte, dado por:

$$\tau_g = \frac{d\beta(f)}{2\pi df} \quad (3.5)$$

Quando o atraso de grupo de um determinado meio é uma constante isto significa que esse meio introduz um atraso de propagação constante para todas as frequências presentes no espectro de Fourier do sinal transmitido. Em alternativa, quanto o atraso de grupo depende da frequência, diferentes componentes espectrais têm diferentes tempos de propagação, o que conduz a uma distorção do sinal, designada por **distorção de fase**. A dependência do coeficiente de atenuação com a frequência conduz à distorção de amplitude. Um meio de transmissão que introduz distorção de fase e/ou de amplitude designa-se por meio dispersivo.

3.1.1.2 Aproximações para os parâmetros da linha

Normalmente, no sentido de ganhar uma compreensão mais detalhada das propriedades físicas das linhas de transmissão, recorre-se a determinadas aproximações para as equações (3.1) e (3.2). Uma dessas aproximações consiste em considerar o caso em que a reactância indutiva da linha, assim como a condutância, são desprezáveis, o que corresponde às frequências para as quais se verifica a seguinte relação:

¹ Note que se usa o factor multiplicativo de 20 porque se está a trabalhar com tensões.

$$\omega L \ll R \text{ e } G \ll \omega C \quad (3.6)$$

Nesta banda de frequências tem-se que:

$$Z_0 \cong \sqrt{\frac{R}{j\omega C}} = \sqrt{\frac{R}{\omega C}} e^{-j\frac{\pi}{4}} \quad (3.7)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta \cong \sqrt{\frac{\omega RC}{2}} + j\sqrt{\frac{\omega RC}{2}} \quad (3.8)$$

Estas expressões permitem concluir que quando a condição (3.6) é verificada a impedância característica da linha é complexa e varia proporcionalmente a $1/\sqrt{f}$. Por sua vez, o coeficiente de atenuação e de fase são iguais e proporcionais a \sqrt{f} , o que implica a existência de distorção de amplitude e de fase. Outra aproximação consiste em considerar as frequências para as quais

$$\omega L \gg R \text{ e } \omega C \gg G \quad (3.9)$$

Nesta banda de frequências tem-se que:

$$Z_0 \cong \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.10)$$

$$\alpha \cong \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.11)$$

$$\beta \cong \omega\sqrt{LC} \quad (3.12)$$

As equações anteriores mostram que para as frequências que satisfazem (3.9) a impedância característica é real e independente da frequência, e que a constante de fase cresce linearmente com a frequência, o que conduz a um atraso de grupo constante, ou seja, não há distorção de fase. Por sua vez, o coeficiente de atenuação é proporcional a R , e só pode considerar-se independente da frequência quando o efeito pelicular for desprezável. Caso contrário, a variação de R com \sqrt{f} (como se intui da Tabela 2.1) faz com que o coeficiente de atenuação também seja proporcional a \sqrt{f} .

Em síntese, o coeficiente de atenuação apresenta uma variação com \sqrt{f} , tanto nas baixas como nas altas frequência. Na região de transição, o crescimento com a frequência é mais lento, sendo aproximadamente proporcional a $f^{1/4}$ (ver Figura 3.2). Por sua vez, o atraso de grupo decresce com a frequência, atingindo um valor constante para as altas frequências. Para frequências muito baixas, o atraso de grupo tem uma variação muito rápida, conduzindo a distorções de fase muito elevadas (ver Figura 3.3).

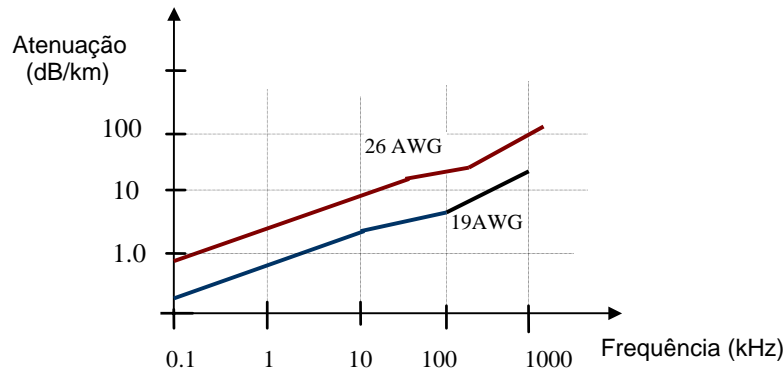


Figura 3.2 Variação da atenuação em função da frequência.

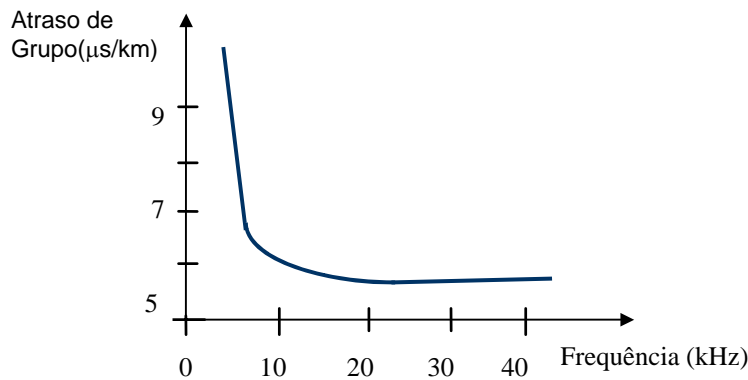


Figura 3.3 Variação do atraso de grupo em função da frequência para um cabo 24 AWG.

O comportamento da atenuação em função da frequência descrito anteriormente leva a considerar-se em muitos casos a seguinte aproximação:

$$\alpha(f) = \alpha_0 \sqrt{f / f_0} \tag{3.13}$$

onde α_0 é o coeficiente de atenuação à frequência f_0 .

As equações (3.11) e (3.12) mostram que no caso em que a reactância indutiva é maior do que a resistência e o efeito pelicular não é significativo a linha tem um comportamento aproximadamente linear, ou seja, não introduz nem distorção de amplitude, nem distorção de fase.

No fim do séc. XIX Pupin teve a ideia de reproduzir essas condições nas baixas frequências, introduzindo na linha bobinas discretas em intervalos regulares. Daí a designação de linhas pupinizadas, ou linhas carregadas. A presença dessas indutâncias vai fazer com que a atenuação se mantenha sensivelmente constante até se atingir a frequência de corte, a partir da qual a atenuação cresce bruscamente (ver Figura 3.4). Essa frequência de corte pode ser calculada usando a equação:

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{L_p C d_p}} \tag{3.14}$$

onde L_p é o valor de indutância das bobinas de carga e d_p é a distância entre as bobinas.

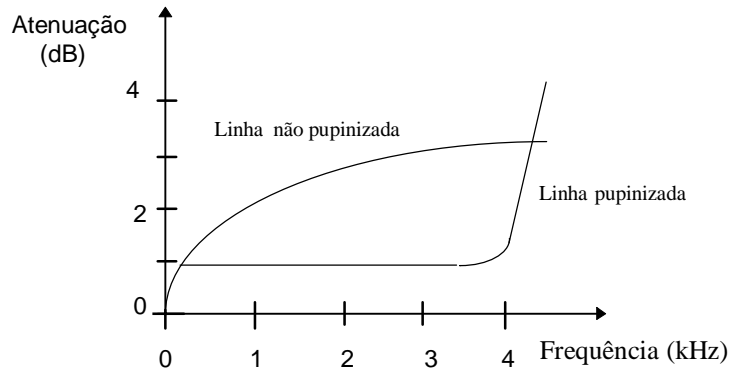


Figura 3.4 Comparação da atenuação de uma linha pupinizada com a de uma não-pupinizada.

Escolhendo, convenientemente, o valor da indutância das bobinas de carga e do espaçamento entre estas, é possível garantir que na banda necessária para a transmissão de voz analógica a atenuação dos pares simétricos seja aproximadamente constante. Esta solução é particularmente interessante quando os utilizadores estão muito afastados da central local, como acontece nas zonas rurais. No entanto, será importante realçar, que os pares carregados não podem ser usados para a transmissão da voz digitalizada e, por conseguinte, não podem servir de infra-estrutura de transmissão nos lacetes digitais de assinante.

Será de notar que os pares simétricos também são muito usados nas redes de dados, particularmente nas LANs. Para estas aplicações estão disponíveis os pares não blindados ou UPT (*unshielded twisted pair*) e os pares blindados. Os primeiros são os mais usados particularmente para débitos até 10 Mbit/s. Quando os débitos em jogo e o número de pares num cabo são elevados é mais aconselhável usar os segundos, pois a blindagem permite reduzir as interferências electromagnéticas entre pares e, assim, reduzir os efeitos perniciosos da diafonia, os quais se vão estudar na subsecção seguinte.

3.1.1.3 Diafonia

Como já se referiu os pares simétricos não são mais do que dois fios de cobre isolados e entrelaçados. Os cabos de pares simétricos podem, por exemplo, ser construídos agregando vários grupos de pares simétricos, como se mostra na Figura 3.5.

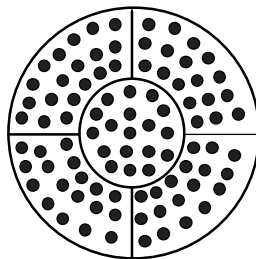


Figura 3.5 Cabo de 90 pares simétricos estruturado em 5 grupos.

A proximidade dos pares no cabo vai originar interferências mútuas entre os diferentes pares, designadas por **diafonia** ou **crosstalk**. Estas interferências têm origem, fundamentalmente, no acoplamento capacitivo entre os condutores de dois pares, assim como, no acoplamento indutivo resultante do campo magnético de um dos pares atravessar o campo dos outros pares.

A diafonia é uma limitação séria dos cabos de pares simétricos, principalmente, no que diz respeito à transmissão digital. Podem-se identificar dois tipos de diafonia: a **paradiafonia** e a **telediafonia**. Estes tipos são ilustrados conceptualmente na Figura 3.6. Nessa figura admite-se que o sinal $v_s(t)$ é aplicado à entrada do par perturbador. À medida que este sinal se propaga vai induzir dois tipos de sinais interferentes no par adjacente, designado por par perturbado. O sinal $v_p(t)$, que é induzido na extremidade esquerda, e corresponde à paradiafonia² e o sinal $v_t(t)$, que surge na extremidade direita, e representa a telediafonia³. A paradiafonia pode constituir uma limitação séria, já que o seu nível pode ser da mesma ordem de grandeza do sinal recebido proveniente da extremidade D. Essa situação ocorre por exemplo, no caso da transmissão ADSL (ver capítulo 5), quando dois utilizadores usam pares simétricos que partilham o mesmo cabo e o modem de um utilizador está em processo de emissão e o modem do outro utilizador está em processo de recepção.

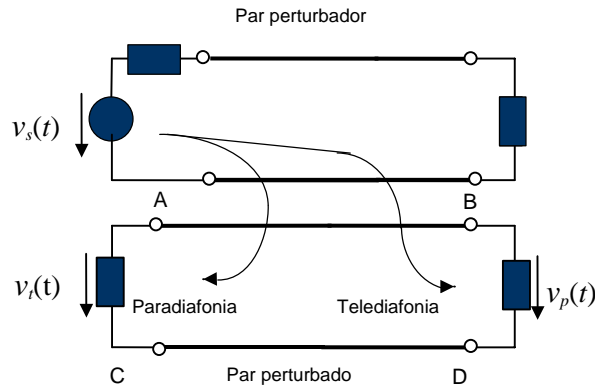


Figura 3.6 Tipos de diafonia nos pares simétricos.

Para calcular a relação sinal-diafonia é necessário conhecer a densidade espectral de potência da diafonia. Admitindo que a densidade espectral de potência do sinal $v_s(t)$ é dada por $S(f)$, pode-se escrever a densidade espectral de potência de $v_p(t)$ (paradiafonia) originada por uma multiplicidade de pares como

$$S_p(f) = S(f) |X_p(f)|^2 \cong S(f) \chi_p f^{3/2} \tag{3.15}$$

onde $X_p(f)$ é a função de transferência da paradiafonia e χ_p é um parâmetro que depende das características do par perturbado. Para um par com isolamento de polietileno

² Também designada por NEXT (*Near-end-crosstalk*)

³ Também designada por FEXT (*Far-end-crosstalk*)

e calibre de 0.5 mm (24 AWG), um valor típico para esse parâmetro é de $1.7 \times 10^{-9} \text{ kHz}^{-3/2}$. Para o caso da telediafonia, a densidade espectral de potência pode ser dada por

$$S_t(f) = S(f) |X_t(f)|^2 \cong S(f) \chi_t f^2 l e^{-2\alpha(f)l} \quad (3.16)$$

onde $X_t(f)$ é a função de transferência da telediafonia, l é o comprimento do cabo, $\alpha(f)$ é o coeficiente de atenuação e χ_t é um parâmetro cujo valor típico é igual a $10^{-10} \text{ kHz}^{-2} \text{ km}^{-1}$ para o par com as características referidas.

Como mostram as equações (3.15) e (3.16) o efeito dos dois tipos de diafonia cresce com o aumento da frequência. Assim, será de esperar que, no caso dos lacetes de assinante analógicos, que usam a banda de transmissão situada entre os 300 e os 3400 Hz a sua acção seja desprezável. Porém, nos lacetes digitais, que podem usar bandas da ordem das várias centenas de kHz⁴, o efeito da diafonia é muito problemático e não pode ser ignorado pelo projectista destes lacetes.

3.1.2 Cabos de pares coaxiais

Um par coaxial é constituído por dois condutores concêntricos, sendo o condutor interior isolado e centrado com ajuda de um material dieléctrico (ver Figuras 3.6 e 3.7). Os pares coaxiais são agrupados em pequeno número num cabo protegido por uma bainha com propriedades mecânicas apropriadas para resistir aos esforços de tracção colocados.

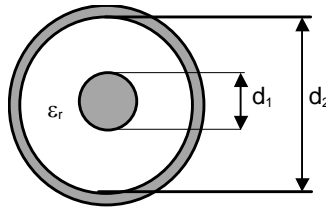


Figura 3.6 Estrutura de um par coaxial.

A impedância característica de um par coaxial, dentro da hipótese que $\omega L \gg R$ (largamente verificada no domínio de utilização destes cabos) é dada por

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{d_2}{d_1} \quad (3.17)$$

onde ϵ_r é a permitividade relativa do dieléctrico (=1.074) e d_1 e d_2 são, respectivamente, os diâmetros dos condutores interior e exterior⁵. O coeficiente de atenuação pode ser calculada com base na expressão

$$\alpha = a + b\sqrt{f} + cf, \quad \text{dB/km} \quad (3.18)$$

⁴ Os lacetes que suportam o ADSL requerem cerca de 1 MHz.

⁵ Note-se que este diâmetro é medido do lado interior.

onde a , b e c são três constantes, que dependem das dimensões físicas do cabo e f é frequência dada em MHz. Para um cabo de 1.2/4.4 mm têm-se $a=0.07$, $b=5.15$ e $c=0.005$. Verifica-se, facilmente, que o termo dominante na equação (3.18) é o termo com dependência em \sqrt{f} , o que permite aproximar a atenuação dos cabos coaxiais por uma expressão similar à (3.13) (notar, no entanto, que 3.18 é expressa em dB/km). Para as frequências de interesse ($f > 100$ kHz) o coeficiente de fase apresenta uma variação linear com a frequência, sendo descrita por

$$\beta = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c} \omega \tag{3.19}$$

onde c é a velocidade de propagação da luz no vácuo. Como se conclui o atraso de grupo só depende das características do dieléctrico ($\tau_g = \sqrt{\epsilon_r} / c$), ou seja, o par coaxial não introduz distorção de fase para as frequências referidas.

Pode-se demonstrar, que a atenuação do cabo é mínima para uma relação entre o diâmetro do condutor exterior e condutor interior igual a 3.6. Por isso, os cabos coaxiais normalizados pelo ITU-T têm uma relação próxima daquele valor, como se pode constatar a partir da Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Pares coaxiais normalizados

| Tipo | 2.6/9.5 | 1.2/4.4 | 0.7/2.9 |
|--------------------|-------------------|-------------------|-------------------|
| Recomendação ITU-T | G 623 | G 622 | G 621 |
| d_1 | 2.6 mm | 1.2 mm | 0.7 mm |
| d_2 | 9.5 mm | 4.4 mm | 2.9 mm |
| d_2/d_1 | 3.65 | 3.67 | 4.14 |
| Z_0 | $75 \pm 1 \Omega$ | $75 \pm 1 \Omega$ | $75 \pm 1 \Omega$ |

A estrutura dos pares coaxiais elimina praticamente a possibilidade de acoplamentos capacitivos e indutivos entre os diferentes pares. Assim, embora possam surgir acoplamentos galvânicos entre os condutores exteriores, as propriedades de diafonia deste meio de transmissão são excelentes para frequências de operação acima dos 60 kHz. Abaixo dos 60 kHz, os cabos coaxiais não devem ser usados devido ao problema da captação de interferências exteriores (diafonia elevada), assim como ao facto de introduzirem distorção de fase.

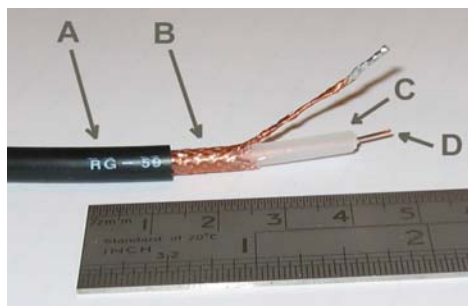


Figura 3.7 Estrutura do cabo coaxial RG-59. A: cobertura protectora de plástico; B: malha de cobre; C: isolador; D: núcleo de cobre.

Os cabos coaxiais constituíram o meio de transmissão por excelência dos sistemas de transmissão analógica de grande distância, tendo permitido suportar sistemas FDM de grande capacidade, como sejam os sistemas definidos pela recomendação G.333 do ITU-T (10 800 canais telefónicos, com uma frequência máxima de 60 MHz). Nos dias de hoje, o cabo coaxial praticamente deixou de ser usado nas redes telefónicas, tendo o seu lugar sido ocupado pelas fibras ópticas. Ocupa, contudo, um lugar importante nas redes locais de computadores (LAN) e nas redes híbridas (fibra/coaxial) das redes de distribuição de televisão por cabo.

3.1.3 Fibras ópticas

Desde o fim dos anos setenta que as fibras ópticas se tornaram um dos meios de transmissão mais importantes para os sistemas de telecomunicações de média e longa distância, tendo vindo também a ganhar alguma relevância na curta distância. Em Portugal, uma grande percentagem do tráfego das redes de transporte é transportado usando meios ópticos. Apresenta-se, em seguida, algumas das razões que explicam o porquê do enorme sucesso das fibras ópticas:

- **Baixa atenuação:** as perdas de transmissão introduzidas pelas fibras ópticas são muito reduzidas quando comparadas, quer com os pares simétricos, quer com os cabos coaxiais (ver Figura 3.8).
- **Largura de banda elevada:** a fibra óptica tem capacidade para transmitir sinais de frequências muito mais elevadas do que o cabo coaxial. A largura de banda de transmissão disponível também depende do tipo de fibra, sendo a fibra monomodal a que apresenta maior capacidade (cerca de 25 000 GHz só na terceira janela de transmissão).
- **Dimensões e peso reduzidos:** a fibra óptica é mais leve e tem um diâmetro mais reduzido do que qualquer outro meio de transmissão metálico. Comparando um cabo coaxial com 18 pares coaxiais, com um cabo óptico com 18 fibras, o cabo óptico ocupa uma secção que é 1/10 da do cabo coaxial e o seu peso é cerca de 1/30. Assim, os condutas usados pelas empresas de telecomunicações podem acomodar cerca de 10 cabos ópticos, no mesmo espaço onde acomodavam um cabo coaxial.
- **Imunidade a interferências electromagnéticas:** como o material base das fibras ópticas é o vidro de sílica (SiO_2) e este não conduz electricidade, a fibra óptica é imune às interferências electromagnéticas induzidas por fontes exteriores (Ex. cabos de alta tensão, radiodifusão, descargas atmosféricas, etc.), como também é imune à diafonia originada pela presença de outras fibras.
- **Custo reduzido:** o cobre é um recurso muito limitado, enquanto a matéria prima usada no fabrico das fibras de vidro (sílica, SiO_2) é um dos materiais mais abundantes na natureza. Actualmente, as fibras ópticas já são mais baratas do que os meios de cobre. Além disso, como a atenuação da fibra, assim como a dispersão, são muito inferiores às dos meios de cobre, os sistemas de transmissão óptica requerem um número muito

menor de repetidores, conduzindo a uma redução muito significativa do preço total do sistema.

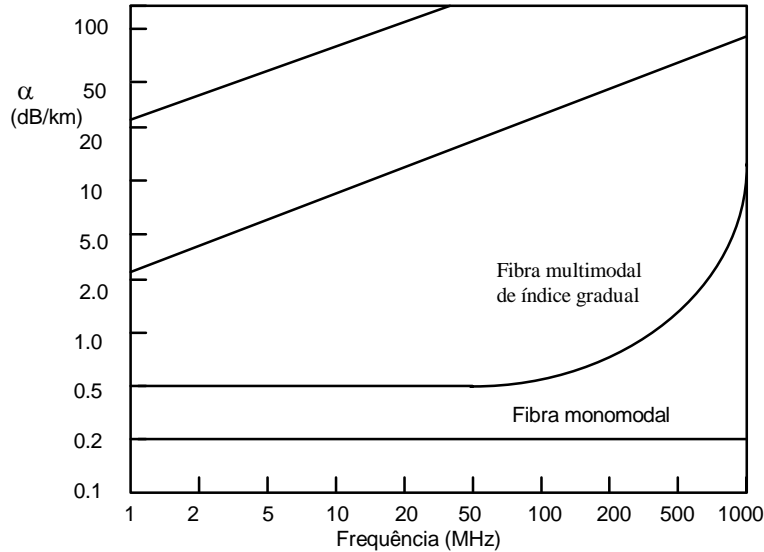


Figura. 3.8 Comparação da atenuação entre os meios metálicos e as fibras ópticas.

Fundamentalmente, uma fibra óptica é um guia dielétrico cilíndrico constituído por um núcleo e por uma bainha, sendo o índice de refração do núcleo (n_1) superior ao índice de refração da bainha (n_2) (ver Figura 3.9).

As fibras ópticas dividem-se em dois grupos: as fibras **multimodais** e as fibras **monomodais**. Como se sabe dos estudos de propagação, realizados em disciplinas anteriores, as primeiras suportam vários modos de propagação, enquanto as últimas suportam um único modo (para ser mais rigoroso dois modos ortogonais). As fibras monomodais apresentam um diâmetro do núcleo de poucos micrómetros (2 a 10 μm). As fibras multimodais são de mais fácil manuseamento, porque o diâmetro do núcleo é maior (entre 25 e 100 μm)⁶, mas em alternativa apresentam uma dispersão mais elevada, o que conduz a uma largura de banda menor.

As principais características de transmissão das fibras ópticas são a **atenuação** e a **dispersão**. A atenuação total apresentada por uma fibra óptica é dada por

$$A(\text{dB}) = \alpha l \tag{3.20}$$

onde l é o comprimento da fibra (em km) e α é o coeficiente de atenuação, em dB/km. O valor do coeficiente de atenuação depende do comprimento de onda de trabalho. Os sistemas de transmissão óptica presentes operam em duas bandas de comprimentos de onda, também designadas por **janelas de transmissão**: a janela de 1.3 μm e a janela de 1.55 μm , as quais pertencem ambas ao domínio do infravermelho. A atenuação das fibras ópticas é mínima para a janela de 1.55 μm , apresentando um valor típico de 0.2 dB/km.

⁶ Os valores típicos são de 50 e 62.5 μm .

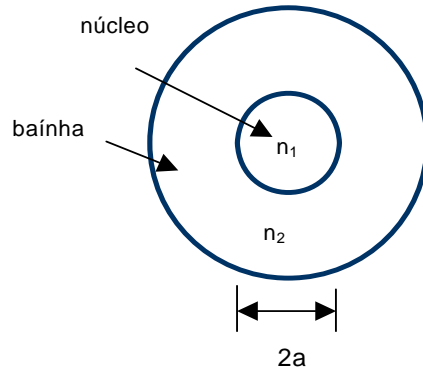


Figura 3.9 Estrutura simplificada de uma fibra óptica.

A dispersão, como se sabe, divide-se em **intermodal** e **intramodal**. A primeira resulta do facto de diferentes modos apresentarem diferentes tempos de propagação, enquanto a segunda se deve ao facto de diferentes comprimentos de onda terem diferentes tempos de propagação. As fibras ópticas monomodais só apresentam dispersão intramodal, enquanto as fibras multimodais estão sujeitas às duas contribuições.

Antes de se estudar as implicações da dispersão nos sistemas de transmissão, será conveniente fazer uma breve referência às fontes emissoras usadas na transmissão óptica. A fonte emissora usada, na generalidade dos casos, é o laser de semiconductor, também designado por díodo laser. A modulação deste dispositivo é feita variando a corrente de polarização aos seus terminais (modulação directa). Na Figura 3.10 exemplifica-se essa modulação para um sistema de transmissão digital. Como se vê, a intensidade luminosa (potência óptica) varia directamente em resposta à variação da corrente. Assim, pode-se concluir que num sistema de transmissão óptica digital, o transporte da informação está associado a variações da intensidade luminosa.

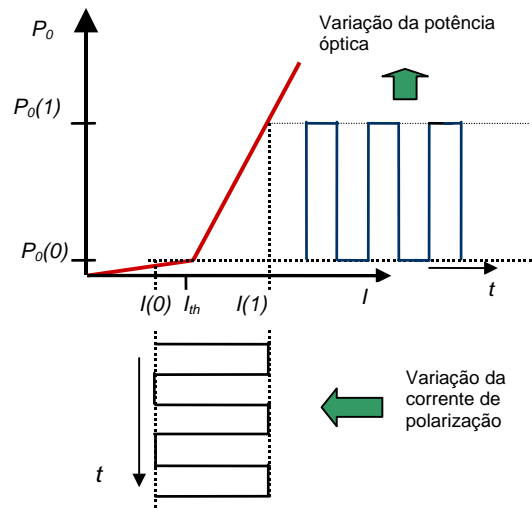


Figura 3.10 Modulação em intensidade de um laser de semiconductor.

Um dos maiores inconvenientes dos díodos laser é que estes não são fontes monocromáticas. Em contrapartida, o seu espectro de emissão (sem modulação)

apresenta uma largura espectral σ_λ , que pode ir de alguns nanómetros, para os laser de menor qualidade (Fabry-Perot), até valores da ordem da milésima do nanómetro, para lasers de melhor qualidade (DFB⁷).

A dispersão intramodal é consequência imediata da falta de coerência espectral das fontes ópticas. Admitindo que se tem uma fibra monomodal, caracterizada pelo parâmetro de dispersão D_λ [ps/nm/km], pode-se calcular de modo imediato o alargamento do pulso óptico devido à dispersão intramodal, σ_t , desde que se conheça o comprimento da fibra l e a largura espectral da fonte óptica usada σ_λ , vindo

$$\sigma_t = |D_\lambda| l \sigma_\lambda \quad (3.21)$$

O conhecimento da função de transferência dos meios de transmissão é de grande importância para um engenheiro de telecomunicações. Uma boa aproximação para a função de transferência de uma fibra óptica monomodal é a seguinte:

$$H(f) = H(0) \exp\left[-2\pi^2 f^2 \sigma_t^2\right] \quad (3.22)$$

A partir da equação anterior pode-se determinar a largura de banda óptica da fibra definida a -3 dB, obtendo-se

$$B_0 = \frac{0.187}{\sigma_t} \quad (3.23)$$

Exemplo 3.1 Pretende-se deduzir uma expressão que permita calcular o débito binário máximo suportado por uma fibra óptica monomodal.

Res: Como se irá ver na secção (3.44) a largura de banda mínima de um canal que permite suportar um débito binário D_b é dada por

$$B_e \geq D_b / 2$$

Por sua vez, a largura de banda eléctrica (B_e) relaciona-se com a óptica (B_0) através de

$$B_o = B_e \sqrt{2}$$

Atendendo às relações anteriores e à equação (3.23) deduz-se que

$$D_b \leq 0.264 / \sigma_t$$

⁷ Distributed Feedback

3.2 Amplificação versus regeneração

3.2.1 Transmissão conforme e distorção

Um meio de transmissão conforme é aquele que garante uma transmissão sem deformação do sinal. Um meio de transmissão diz-se conforme ou não distorcivo quando o sinal recebido $v_r(t)$ difere do sinal emitido $v_e(t)$ unicamente por:

- um factor a constante;
- um atraso τ constante.

Nessas circunstâncias, os dois sinais referidos relacionam-se do seguinte modo:

$$v_r(t) = av_e(t - \tau) \quad (3.24)$$

A esta identidade no domínio temporal, corresponde a seguinte identidade no domínio frequencial

$$V_r(f) = aV_e(f) \exp(-j2\pi f\tau) \quad (3.25)$$

de onde resulta que:

- a atenuação A da transmissão deverá ser constante e independente da frequência:

$$A = 20 \log \left| \frac{V_e}{V_r} \right| = 20 \log \frac{1}{a} \quad (3.26)$$

- a desfasagem ϕ deve ser uma função *linear* da frequência:

$$\phi = \arg[V_e(f)/V_r(f)] = -2\pi f\tau \pm m\pi \quad (3.27)$$

onde m indica um número inteiro. As condições (3.26) e (3.27) podem não ser satisfeitas nos sistemas práticos. Como já se viu, os meios de transmissão estudados introduzem dois tipos de distorção linear, a distorção de amplitude, reflectida no facto de atenuação A depender da frequência, ou seja, de acordo com (3.4)

$$A(f, l)_{dB} = l\alpha(f)_{dB/km} \quad (3.28)$$

e a distorção de fase resultante do facto de a variação da desfasagem com a frequência não ser linear. A desfasagem relaciona-se com o coeficiente de fase através de

$$\phi(f, l) = \beta(f)l \quad (3.29)$$

e, como se viu, a variação de β com a frequência nem sempre é linear (ver por exemplo a equação (3.8)).

Como consequência das distorções lineares, um sinal puramente sinusoidal na emissão permanece sinusoidal na recepção, mas qualquer outro tipo de sinal verá o seu espectro alterado. Contudo, como não são geradas novas componentes espectrais, o princípio da sobreposição permanece válido, daí a designação de distorção linear.

3.2.2 Amplificação

3.2.2.1 Caracterização do ganho

A amplificação tem como objectivo compensar a atenuação introduzida pelo meio de transmissão, de modo a obter um nível do sinal na recepção capaz de garantir as exigências de qualidade requeridas.

Cada amplificador é caracterizado pelo seu ganho, o qual relaciona a potência do sinal na saída p_0 , com a potência do sinal na entrada p_i , isto é

$$g = \frac{p_0}{p_i} \quad (3.30)$$

Normalmente, o ganho dos amplificadores usados nos sistemas de telecomunicações é muito elevado, sendo conveniente exprimir o ganho de potência em decibel (dB), que como se sabe corresponde a fazer

$$G = 10 \log_{10} g \quad (3.31)$$

Em sistemas de telecomunicações também é usual exprimir-se as potências em unidades logarítmicas, usando como nível de referência um sinal com a potência de 1 W, ou de 1mW, tendo-se, respectivamente,

$$P_{dBW} = 10 \log_{10} \frac{P}{1 \text{ W}} \quad P_{dBm} = 10 \log_{10} \frac{P}{1 \text{ mW}} \quad (3.32)$$

Trabalhando com unidades logarítmicas, a equação (3.30) reescreve-se na forma:

$$P_{0 \text{ dBm}} = P_{i \text{ dBm}} + G_{dB} \quad (3.33)$$

Neste estudo admite-se que o amplificador apresenta um ganho constante, g_0 , em toda a banda de amplificação, como se ilustra na Figura 3.11. A largura de banda a -3dB é igual a B . Tal amplificador não tem capacidade para compensar, nem a distorção de amplitude, nem a distorção de fase. Assim, o efeito da compensação da atenuação obtido com um amplificador com as características referidas só é realmente efectivo, quando o meio de transmissão for conforme. Em todos os outros casos é necessário usar um dispositivo apropriado para compensar as distorções referidas, que se designa por **igualador**.

Como exemplo de uma rede em que o meio de transmissão pode ser considerado aproximadamente conforme pode-se referir a rede híbrida usada como infra-estrutura de suporte na distribuição de televisão por cabo. O meio de transmissão da parte eléctrica é o cabo coaxial, cuja atenuação se pode considerar aproximadamente constante na banda de transmissão usada.

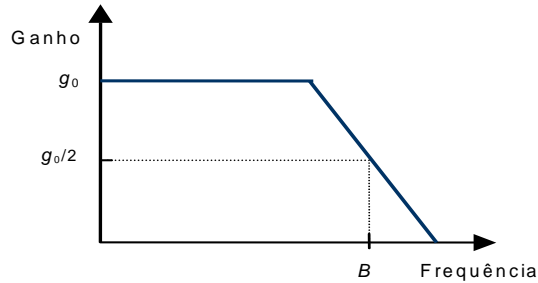


Figura 3.11 Característica de transferência de um amplificador.

3.2.2.2 Ruído

Qualquer amplificador introduz ruído num sistema de transmissão. Admitindo que o amplificador é perfeitamente linear este ruído tem a sua origem em duas fontes:

- Agitação térmica na resistência de entrada do amplificador (ruído termico);
- Ruído electrónico ou interno gerado pelos elementos activos (transistores) no interior do amplificador.

O ruído térmico, como é conhecido, é um ruído branco e Gaussiano, com densidade espectral de potência unilateral dada por

$$S_n(f) = kT \tag{3.34}$$

onde k é a constante de Boltzman (1.38×10^{-23} J/°K) e T é a temperatura ambiente em K. A potência de ruído equivalente na entrada do amplificador é facilmente obtida a partir da densidade espectral de potência resultando em

$$n_i = \int_0^B S_n(f) df = kTB_n \tag{3.35}$$

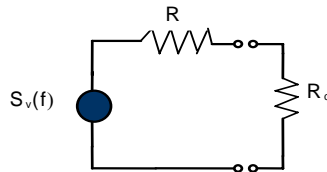
onde B_n é a largura de banda equivalente de ruído. Designando por s_i a potência do sinal na entrada do amplificador, a relação sinal-ruído na entrada, expressa em unidades logarítmicas, pode-se escrever na forma:

$$\left(\frac{S_i}{N_i} \right)_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{s_i}{n_i} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{s_i}{kTB_n} \right) \tag{3.36}$$

A segunda fonte de ruído está localizada nos elementos activos do amplificador e constitui o seu ruído interno. Como consequência, a relação sinal-ruído na saída do amplificador é inferior à relação sinal-ruído na entrada, calculada usando (3.36). Define-se o **factor de ruído** do amplificador (em dB), como a diferença entre a relação sinal-ruído na entrada (em dB) e a relação sinal-ruído na saída (em dB), ou seja

$$F_{\text{dB}} = \left(\frac{S_i}{N_i} \right)_{\text{dB}} - \left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{\text{dB}} \quad (3.37)$$

Exemplo 3.1 Pretende-se demonstrar que a densidade espectral de potência do ruído térmico é dada pela equação (3.34). Para isso deve-se atender a que o circuito equivalente de uma resistência a uma determinada temperatura T , se pode representar pelo seguinte esquema:



Esse esquema representa uma resistência R ideal sem ruído em série com uma fonte de tensão de ruído com densidade espectral de potência de dada por

$$S_v(f) = 4RkT \text{ V}^2\text{Hz}^{-1}$$

Por sua vez, a densidade espectral de potência, correspondente à potência disponível aos terminais da resistência de carga R_c , vem dada por

$$S_n(f) = \frac{S_v(f)R_c^2}{R_c(R_c + R)^2}$$

No caso específico em que a carga está adaptada ($R_c = R$), as equações anteriores conduzem a

$$S_n(f) = \frac{S_v(f)}{4R} = kT$$

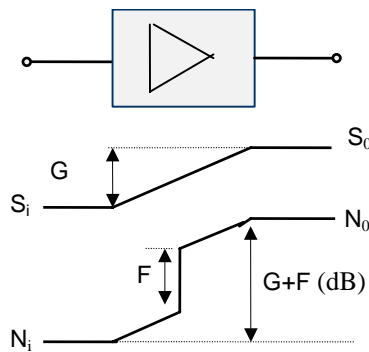


Figura 3.12 Degradação da relação sinal-ruído num amplificador. (Na figura usam-se unidades logarítmicas)

3.2.2.3 Efeito da não linearidade

Num amplificador ideal a tensão instantânea de saída $v_o(t)$ deve ser exactamente proporcional à tensão de entrada $v_i(t)$. Os amplificadores reais aproximam-se da idealidade unicamente num domínio de tensão limitado (ver Figura 3.13). Fora desse domínio a tensão de saída $v_o(t)$ deixa de ser proporcional à tensão de entrada, tendendo para um valor constante (tensão de saturação).

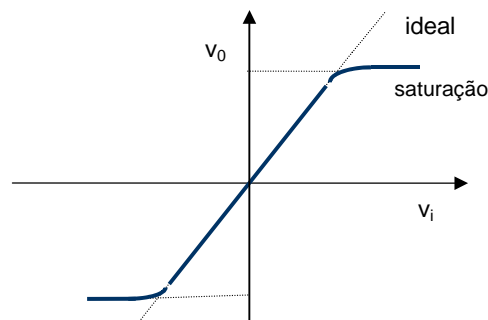


Figura 3.13 Característica de um amplificador real.

Quando o amplificador opera em saturação o sinal é distorcido. No caso específico de um sinal de entrada sinusoidal são originadas harmónicas em outras frequências, designadas por **produtos de intermodulação**. Um sinal aleatório qualquer (voz, vídeo, etc.) fica sujeito a uma degradação adicional, designada por ruído de intermodulação, cuja influência aumenta, quando o nível do sinal de entrada aumenta. Nas redes híbridas de distribuição de televisão este ruído de intermodulação é um factor limitativo importante, que tem de ser obviamente considerado no seu projecto. De notar que o comportamento descrito só é válido para os amplificadores que operam no domínio eléctrico. Os amplificadores ópticos designados por EDFAs⁸, que são usados nos sistemas de transmissão óptica, operam normalmente em saturação, sem introduzirem nenhuma distorção significativa no sinal amplificado.

3.2.3 Sistema de transmissão com repetidores não regenerativos

Considere-se um sistema de transmissão constituído por m troços de cabo, cada um terminado por um amplificador, designado por repetidor não regenerativo, como se mostra na Figura 3.14. Admite-se que as impedâncias de entrada e de saída de cada amplificador estão adaptadas ao cabo. Designe-se por $g_{c,m}$ e $g_{a,m}$, respectivamente, o ganho do cabo do troço m e o ganho do amplificador m . Note-se que $g_{c,m} < 1$. Então o conjunto constituído pelo troço de cabo m e pelo amplificador m apresenta um ganho dado por

$$g_m = g_{c,m} g_{a,m} \quad (3.38)$$

⁸ Erbium Doped Fiber Amplifier

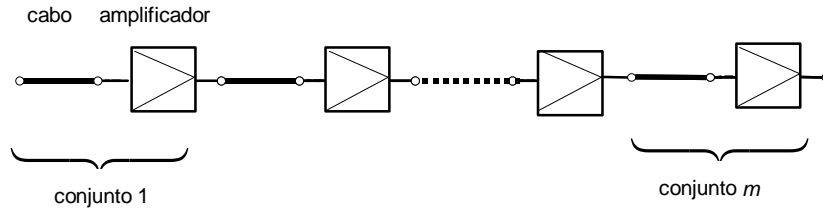


Figura 3.14 Configuração de um sistema de transmissão com m amplificadores.

Será útil conhecer também o factor de ruído do conjunto referido. Para isso, deve atender-se que, se o cabo estiver adaptado e em equilíbrio com o meio ambiente, a potência de ruído à saída é igual à potência de ruído à entrada. Então, pode-se demonstrar que o factor de ruído do conjunto (cabo, amplificador) m , apresenta um factor de ruído (linear) dado por

$$f_m = \frac{f_a}{g_{c,m}} \quad (3.39)$$

onde f_a é o factor de ruído do amplificador. A partir do conhecimento do ganho e do factor de ruído de cada um dos m conjuntos pode-se caracterizar a cadeia constituída pelos m troços de cabo e pelos m amplificadores. Assim, o ganho da cadeia é dado por

$$g = g_1 g_2 g_3 \dots g_m \quad (3.40)$$

enquanto o factor de ruído é descrito por

$$f = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_1 g_2} + \dots + \frac{f_m - 1}{g_1 g_2 \dots g_{m-1}} \quad (3.41)$$

Dentro da hipótese simplificativa que o ganho e o factor de ruído dos diferentes conjuntos da cadeia, são iguais, respectivamente, ao ganho e ao factor de ruído do conjunto, as expressões anteriores simplificam-se, conduzindo a

$$g = g_1^m \quad (3.42)$$

$$f = 1 + \sum_{k=1}^m \frac{f_1 - 1}{g_1^{k-1}} = 1 + (f_1 - 1) \frac{1 - g_1^{-m}}{1 - g_1^{-1}} \quad (3.43)$$

O conhecimento de g e de f permite relacionar a potência do sinal na saída da cadeia s_o , com a potência do sinal na entrada s_i , assim como a potência do ruído na saída n_o com a potência do ruído na entrada n_i , tendo-se:

$$\frac{s_o}{n_o} = \frac{g s_i}{g f n_i} = \frac{s_i}{f n_i} \quad (3.44)$$

Como se conclui facilmente, a equação anterior traduz uma outra forma de apresentar a equação (3.37).

3.2.4 Transmissão digital e regeneração

3.2.4.1 Caracterização da informação digital

A informação gerada por uma fonte digital é representada, tendo em vista a transmissão, por símbolos, ou sinais elementares de duração T_s . Esses símbolos pertencem a um alfabeto de M símbolos, como sejam por exemplo M níveis de amplitude, ou M fases. A velocidade física de transmissão desses sinais elementares designa-se por débito de símbolo $D_s = 1/T_s$, sendo expressa em baud (bd). Por sua vez a informação é gerada a uma velocidade designada por débito binário D_b (bit/s). Estas duas grandezas estão relacionadas por

$$D_b = D_s \log_2 M \quad (3.45)$$

Como consequência o tempo de bit é dado por

$$T_b = \frac{1}{D_b} = \frac{T_s}{\log_2 M} \quad (3.46)$$

3.2.4.2 Influência do canal

Como se sabe, a partir do conhecimento da função de transferência de um canal de transmissão $H(f)$ e da transformada de Fourier do sinal de entrada $V_e(f)$, determina-se de forma imediata, a transformada de Fourier do sinal de saída (ver por exemplo (3.3)):

$$V_r(f) = V_e(f)H(f) \quad (3.47)$$

As características do canal de transmissão dependem do meio de transmissão usado. Como se viu, os meios de transmissão estudados não são meios conformes, introduzindo por isso distorções de amplitude e de fase.

Se o sinal transmitido for um sinal digital, essa não idealidade do canal de transmissão, vai originar interferência entre os diferentes símbolos, a qual se designa na literatura técnica por **interferência intersimbólica**. A presença de interferência intersimbólica pode conduzir a erros de transmissão, resultantes do facto de a informação recebida não ser exactamente idêntica à informação enviada pela fonte.

3.2.4.3 Igualação

Através de um processamento adequado do sinal na saída de um determinado canal de transmissão é possível minimizar, ou mesmo eliminar, a influência da interferência

intersimbólica. Esse processamento é feito usando um filtro designado por **igualador**. Para o projectista de um sistema de transmissão digital é fundamental conhecer a função de transferência desse filtro. Esse cálculo pode ser feito atendendo à Figura 3.15

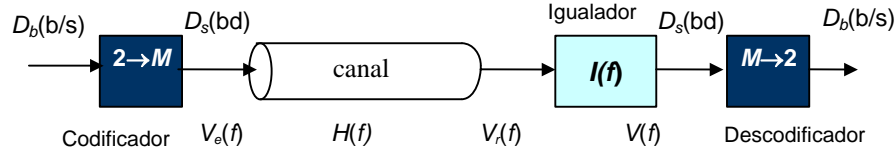


Figura 3.15 Igualação num sistema de transmissão digital.

De acordo com essa figura, a função de transferência do igualador será dada por:

$$I(f) = \frac{V(f)}{V_e(f) H(f)} \tag{3.48}$$

onde $V_e(f)$ e $V(f)$ são as transformadas de Fourier do sinal, respectivamente, na entrada do canal e na saída do igualador. Sabe-se dos Fundamentos das Telecomunicações que para garantir uma interferência intersimbólica nula, o sinal na saída do igualador deve satisfazer os critérios de Nyquist. Para tal é necessário que $V(f)$ seja descrito por uma função apropriada, capaz de satisfazer esses critérios. Como exemplo, pode-se referir a função coseno-sobreelevado, tendo-se assim

$$V(f) = \begin{cases} T_s & 0 \leq |f| \leq f_N(1-\alpha) \\ \frac{T_s}{2} \left[1 - \sin\left(\frac{\pi|f|}{2\alpha f_N} - \frac{\pi}{2\alpha}\right) \right] & f_N(1-\alpha) \leq |f| \leq f_N(1+\alpha) \\ 0 & |f| \geq f_N(1+\alpha) \end{cases} \tag{3.49}$$

Nessa função α representa o factor de excesso de banda (α pode variar entre 0 e 1) e f_N a frequência de Nyquist que é definida por

$$f_N = \frac{1}{2T_s} \tag{3.50}$$

A equação (3.49) e a Figura 3.16 sugerem que a largura de **banda mínima** de um canal de transmissão, que garante uma comunicação com interferência intersimbólica nula é igual a

$$B_{\min} = f_N = \frac{1}{2T_s} = \frac{D_s}{2} = \frac{D_b}{2\log_2 M} \tag{3.51}$$

No caso concreto de uma transmissão binária, a largura de banda do canal mínima é igual a $D_b/2$. É claro que a função de transferência que conduz à banda mínima não é fisicamente realizável. Por isso, para um determinado débito binário, a largura de banda de transmissão de um canal real é sempre superior à banda mínima.

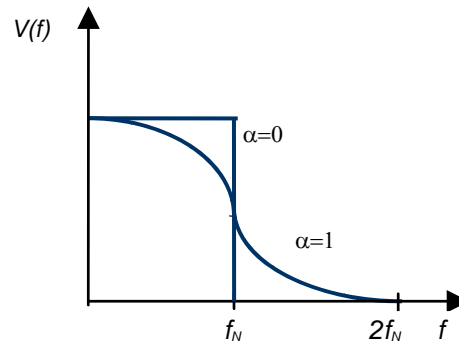


Figura 3.16 Função coseno sobre-elevado para dois valores do factor de excesso de banda.

3.2.4.4 Regeneração

A regeneração consiste em reconstituir tão fielmente quanto possível a informação digital transportada por um sinal, depois deste ter sido atenuado, distorcido e perturbado, em consequência da sua propagação num canal de transmissão real.

A informação reconstituída é entregue ao destinatário (regenerador terminal), ou é novamente transmitida pelo canal de transmissão (regenerador intermediário ou repetidor regenerativo).

Na figura 3.17 representa-se a estrutura de um regenerador, para um sistema usando um código binário. As funções principais desse regenerador são as seguintes:

- **igualação**: compensar a distorção introduzida pelo canal de modo a minimizar a interferência intersimbólica;
- **amplificação**: compensar a atenuação introduzida pelo canal, sendo as variações da atenuação do canal - devidas nomeadamente às variações de temperatura - compensadas pelo controlo automático de ganho.
- **recuperação de relógio**: recuperar a frequência de relógio a partir do sinal recebido e gerar uma sequência de pulsos com essa frequência. Se o sinal recebido apresenta componentes espectrais discretas (riscas) à frequência de relógio, pode-se recuperar um sinal sinusoidal com um simples filtro ou PLL e usá-lo para gerar o relógio (sequência de pulsos). Caso contrário, é necessário gerar essas riscas através de um processamento não linear adequado.
- **amostragem**: obter amostras do sinal recebido nos instantes iT_s com a frequência de relógio $f_{rel} = D_s = 1/T_s$; recorde-se que no caso da transmissão binária $T_s = T_b$;

- **decisão e formatação:** comparar as amostras com um limiar de decisão (no caso da transmissão binária), decidir qual o símbolo transmitido e, em seguida, dar ao sinal a forma original (quer em amplitude, quer em duração).

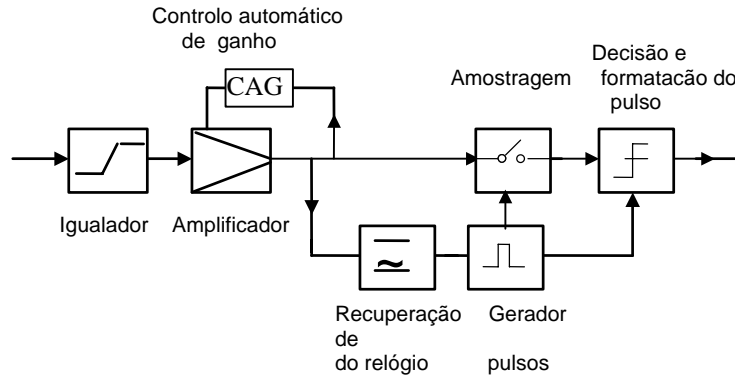


Figura 3.17 Esquema de blocos de um regenerador.

O regenerador descrito também é muitas vezes na literatura técnica com a designação de repetidor 3R⁹, porque realiza três funções essenciais: **Re**-formatação (igualação e amplificação); **Re**-temporização (recuperação de relógio); **Re**generação (decisão e formatação).

Nos sistemas reais, a reconstrução da sequência dos pulsos transmitidos nunca é totalmente perfeita. Há sempre uma probabilidade finita de o circuito de decisão tomar uma decisão errada sobre o símbolo transmitido, e há sempre algum erro (*jitter*) na temporização da sequência transmitida. As fontes de erro são para além da interferência intersimbólica, o ruído térmico, o ruído electrónico dos amplificadores do regenerador, a diafonia, o ruído impulsivo, etc. O ruído impulsivo é devido, nomeadamente, a influências exteriores, tais como descargas atmosféricas, circuitos eléctricos etc.

3.2.4.5 Razão de erros binários

A análise do desempenho de um sistema de transmissão digital é feita em termos da **probabilidade de erro** ou **razão de erros binários**. O ponto de partida para o cálculo da probabilidade erro consiste em determinar a estatística das diferentes fontes de erro. Normalmente, assume-se que essa estatística é Gaussiana, embora essa hipótese possa ser um tanto grosseira, em fenómenos como a interferência intersimbólica e a diafonia. O passo seguinte consiste em calcular a relação sinal-ruído (dentro da hipótese da aproximação Gaussiana) à entrada do circuito de decisão, e em seguida deduzir uma expressão adequada para a probabilidade de erro. Se se considerar como exemplo o código AMI, e se admitir que a tensão do sinal tem uma tensão de pico de v volts, tem-se a seguinte expressão para a probabilidade de erro:

⁹ Seguindo a mesma lógica os amplificadores podem ser designados por repetidores 1R.

$$P_e = \frac{3}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{s}{n}} \right) \quad (3.52)$$

onde $\operatorname{erfc}(x)$ é a função complementar de erro, s é a potência média do sinal ($v^2/2$ ¹⁰) e n é a potência média de ruído. A função complementar de erro pode-se aproximar por:

$$\operatorname{erfc}(x) \cong \frac{e^{-x^2}}{x\sqrt{\pi}}, \quad x > 3 \quad (3.53)$$

A potência de ruído será calculada tendo em conta as diferentes perturbações presentes no sistema. Para exemplificar, considere-se um sistema de transmissão, cujo igualador (com função de transferência $I(f)$) elimina completamente a interferência intersimbólica e cujo desempenho é condicionado pelo ruído térmico e pela diafonia. Nesta situação, a potência de ruído tem duas componentes, ou seja,

$$n = \sigma_t^2 + \sigma_d^2 \quad (3.54)$$

onde σ_t^2 e σ_d^2 , representam, respectivamente, a variância devida ao ruído térmico (incluindo o electrónico) e a variância devida à diafonia. A primeira é dada por

$$\sigma_t^2 = \int_0^{\infty} S_n(f) |I(f)|^2 df \quad (3.55)$$

onde $S_n(f)$ é a densidade espectral de potência de ruído, calculada de acordo com o tratamento apresentado na subsecção 3.2.4.3 e $I(f)$ é a função de transferência do igualador. Relativamente à diafonia, se se admitir que a paradiafonia é dominante, tem-se

$$\sigma_d^2 = \int_0^{\infty} S_p(f) |I(f)|^2 df \quad (3.56)$$

onde $S_p(f)$ é a densidade espectral de potência da paradiafonia (ver eq. 3.15).

Até agora fizeram-se algumas considerações, ainda que sumárias, sobre o cálculo da probabilidade de erro em transmissão digital. Mas não é de menor importância, saber-se medir essa probabilidade de erro em sistemas reais. Existem dois caminhos possíveis para realizar essas medidas:

- **teste fora de serviço:** o equipamento de transmissão é simulado, normalmente, por um gerador de sequências pseudo-aleatórias, e a saída do sistema é comparada bit-a-bit com um padrão de referência gerado localmente num detector de erros (ver Figura 3.18). Repare-se que este tipo de medida implica a remoção do tráfego real do sistema.

¹⁰ Assume-se uma impedância unitária.

Por isso este tipo de medidas é mais indicado para teste de produção, testes de instalação e sistemas experimentais.

- **teste em serviço:** neste caso são monitorizadas continuamente certas propriedades do tráfego real, ou dos códigos de transmissão usados (ex: violação de polaridade no código AMI, no HDB3, ou em outros códigos de linha), tendo em vista a detecção de erros.

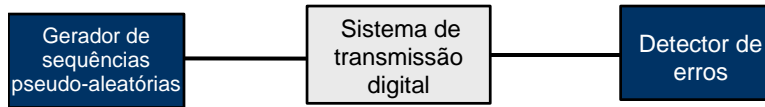


Figura 3.18 Medida da taxa de erros num sistema de transmissão digital.

Uma grandeza normalmente usada neste tipo de medidas é a razão de erros binários ou BER (*bit error ratio*), que se pode obter do seguinte modo:

$$BER = \frac{N_e}{N_t} \tag{3.57}$$

onde N_e é o número de bits errados contados no intervalo de tempo Δt e N_t é o número total de bits transmitidos no mesmo intervalo de tempo, que é dado por $N_t = D_b \Delta t$.

Os geradores de sequências pseudo-aleatórias são dimensionados para gerarem sequências com um determinado comprimento e de acordo com um determinado polinómio gerador. O comprimento da sequência é determinada pelo número de registos de deslocamento (implementados com *flip-flops* D) usados e o tipo de polinómio pelas ligações de realimentação. Um gerador de sequências com n registos, gera uma sequência de comprimento $2^n - 1$. Na Figura 3.19 apresenta-se um exemplo de um gerador de sequências pseudo-aleatórias de comprimento $2^3 - 1$, com o polinómio $1 + D + D^3$. Na Tabela 3.3 apresentam-se outros comprimentos recomendados para diferentes débitos.

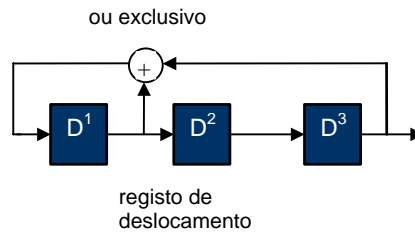


Figura 3.19 Exemplo de um gerador de sequências de comprimento $2^3 - 1$.

Tabela 3.3 Sequências recomendadas pelo ITU-T

| Débitos | Comprimento do padrão | Recomendação ITU-T |
|--------------|-----------------------|--------------------|
| 64 kb/s | $2^{11} - 1$ | 0.152 |
| 2.048 Mb/s | $2^{15} - 1$ | 0.151 |
| 34.368 Mb/s | $2^{23} - 1$ | 0.151 |
| 139.264 Mb/s | $2^{23} - 1$ | 0.151 |

3.2.4.6 Sistema de transmissão com repetidores regenerativos em cadeia

Vai-se estudar nesta secção como calcular a probabilidade de erro de um sistema constituído por m repetidores regenerativos (regeneradores intermédios) associados em cadeia, considerando que cada repetidor é caracterizado pela probabilidade de erro p . Cada dígito transmitido pode estar sujeito a erros cumulativos, à medida que passa de repetidor para repetidor. Se o número total de erros for par, estes cancelam-se. Tem-se um erro no fim da cadeia, só se o número total de erros for ímpar.

Para uma probabilidade p de errar um dígito, a probabilidade de originar k erros em m repetidores é dada pela distribuição binomial:

$$P_k = \binom{m}{k} p^k (1-p)^{m-k} \quad (3.58)$$

A probabilidade de erro da cadeia é obtida somando os valores de P_k , para todos os valores de k ímpares, obtendo-se

$$P_e = \sum_{k=1}^m \binom{m}{k} p^k (1-p)^{m-k} \quad k \text{ ímpar} \quad (3.59)$$

Nos sistemas reais em que $p \ll 1$ e $mp \ll 1$, essa expressão simplifica-se consideravelmente obtendo-se:

$$P_e \cong mp \quad (3.60)$$

Esta aproximação mostra que, no caso em que todos os regeneradores apresentam a mesma probabilidade de erro e que esta é suficientemente pequena, a probabilidade de erro total cresce linearmente com o número de repetidores.

3.3 Codificação de linha

Em termos gerais os **códigos de linha** têm por objectivo adaptar as características das sequências binárias geradas pelas fontes de informação às características dos suportes de transmissão. As propriedades desejáveis para um código são as seguintes:

- O espectro de potência de um sinal codificado deve apresentar componentes reduzidas nas baixas frequências e deve ser zero à frequência nula;
- O sinal codificado deve apresentar um conteúdo de temporização (transições) suficientemente elevado, de modo a facilitar a recuperação do relógio;
- O código deve ter capacidade para detectar erros, e a sua detecção deve poder ser usada para quantificar o desempenho do sistema (teste em serviço);
- O esquema de codificação deve reduzir a diafonia entre canais.

3.3.1 Tipos de códigos

Na figura 3.18 descrevem-se alguns dos códigos binários mais usuais. As fontes de informação geralmente produzem informação usando um código NRZ (*non-return-to-zero*). Este código tem a particularidade de manter os valores atribuídos aos níveis lógicos "1" e "0", durante todo o intervalo de bit. Os códigos NRZ podem ser unipolares ou polares conforme são assimétricos, ou simétricos relativamente a 0 V. Em termos de potência o NRZ polar é mais eficiente. Como exemplo, considere-se que $A=5$ V, então ao código unipolar corresponde uma potência de 12.5 W (assumindo uma resistência de 1 Ω), enquanto ao polar corresponde uma potência de 6.25 W (admitiu-se que os níveis do polar variam entre 2.5 e -2.5 V).

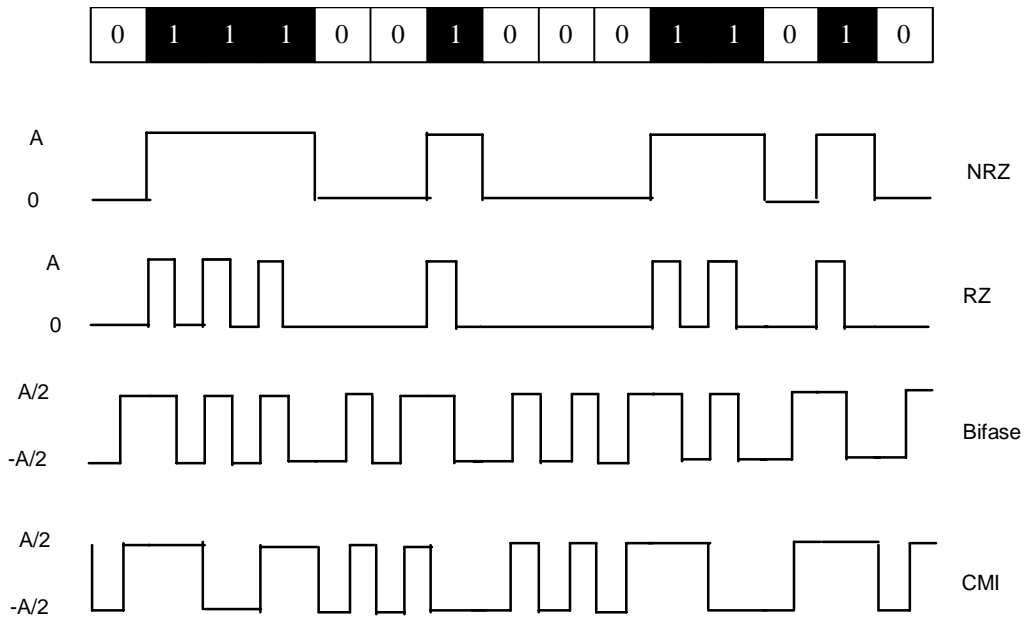


Figura 3.20 Diferentes tipos de códigos binários.

Embora tenha a vantagem de ser relativamente simples o código NRZ não satisfaz nenhuma das propriedades referidas anteriormente, não sendo, por conseguinte, apropriado para ser usado como código de linha em transmissão digital. O código RZ apresenta um conteúdo de temporização melhor do que o NRZ, mas necessita de uma banda de transmissão mais elevada.

Os códigos bifase (Manchester) e CMI (*coded mark inversion*) conseguem garantir um espectro com componentes nulas na frequência zero, assim como um conteúdo de temporização elevado, à custa de um aumento muito significativo da largura de banda do sinal. Como consequência é contraproducente a sua utilização sobre meios de transmissão metálicos, onde como se sabe, a largura de banda disponível é muito limitada, sendo no entanto, apropriados para a transmissão em fibra óptica. No código bifase tanto os 0s, como os 1s são codificados com uma transição a meio do período de bit ($T_b/2$). O código CMI é um código binário que codifica as sequências de 1s usando pulsos com duração igual ao período de bit e com polaridades alternadamente positiva e negativa (regra da

bipolaridade), enquanto o zero é codificado com um pulso de duração $T_b/2$ com polaridade negativa, seguido de um outro com a mesma duração mas de polaridade positiva. O código CMI é especificado como código de linha para a 4ª hierarquia da hierarquia digital plesiocrona europeia, que como se irá ver no Capítulo 6 corresponde ao débito de 139.264 Mb/s.

Os códigos AMI (*alternate mark inversion*) e o código HDB3 (*high density bipolar*) são dois códigos ternários, que têm a vantagem de garantirem as propriedades referidas no início desta secção e requerem a mesma largura de banda de transmissão que o código NRZ. A codificação das sequências de 1s no código AMI obedecem à regra da bipolaridade referida anteriormente e os 0s são codificados com um nível zero. Note-se ainda que os pulsos associados aos 1s podem ocupar todo o intervalo de bit (100 % *duty cycle*), ou só metade desse intervalo (50 % *duty cycle*).

Uma desvantagem do código AMI é a ausência de conteúdo de temporização em longas sequências de zeros. Este inconveniente é colmatado recorrendo ao código HDB3, onde sequências de quatro zeros são codificadas com 000V, ou com B00V. A primeira palavra consiste em três intervalos de bit sem pulso (000), seguidos por um pulso, que representa uma violação bipolar (ou seja, uma violação da regra da bipolaridade que impõe a seguir ao símbolo -1, o símbolo +1, e vice versa). A segunda palavra consiste num pulso que mantém a alternância bipolar (B), seguida de dois intervalos de bit sem pulso (00) e terminando com um pulso com violação bipolar (V). A decisão de substituir uma sequência de quatro zeros, por 000V ou B00V é feita de modo a garantir que o número de pulsos B entre violações é ímpar. O algoritmo de substituição está sintetizado na tabela 3.2. O código HDB3 pertence à família dos códigos BNZS (*bipolar N-zero substitution*), onde sequências de N zeros são substituídas por sequências de bits especiais, contendo pelo menos uma violação da regra de bipolaridade, e é usado na codificação das hierarquias plesiocronas europeias de 2.048 Mb/s, 8.448 Mb/s e 34.368 Mb/s.

Tabela 3.4 Regra de formação do código HDB3

| polaridade do pulso anterior | Número de pulsos desde a última substituição | |
|------------------------------|--|------|
| | Ímpar | Par |
| - | 000- | +00+ |
| + | 000+ | -00- |

Tabela 3.5 Regra de formação do código 2B3B

| Bits de entrada | Modo 1 | Modo 2 |
|-----------------|--------|--------|
| 00 | 000 | 111 |
| 01 | 010 | 101 |
| 10 | 100 | 001 |
| 11 | 110 | 001 |

Os códigos de blocos tipo $mBnB$, também são muito usados em aplicações na Ethernet, particularmente na Ethernet de 100 Mb/s, 1 Gb/s e 10 Gb/s. Estes códigos convertem blocos de m bits em palavras de código de n bits, que são escolhidas de modo a garantir as propriedades referenciadas para os códigos de linha. Na tabela 3.5, descrevem-se, como exemplo, as regras de formação do código 2B3B. Como se pode ver, para cada

grupo de bits de entrada têm-se duas palavras de código (modos), que são usadas alternadamente, de modo a garantir que a componente de corrente contínua é nula.

3.4 Problemas

3.1) Considere um cabo de pares simétricos caracterizado pelos parâmetros primários dados na tabela 3.1. Para a frequência de 10 kHz determine o erro cometido quando calcula o coeficiente de atenuação com base na eq. (3.8) em vez de usar a expressão exacta.

3.2) Demonstre que, no caso em que a reactância indutiva da linha é muito maior que a resistência o coeficiente de atenuação pode ser aproximada pela equação (3.11).

3.3) Um cabo de pares simétricos é caracterizado pelas seguintes constantes primárias:

$L=0.55 \mu\text{H/m}$, $C=50 \text{ pF/m}$, $R=0.02\Omega/\text{m}$ e $G=10 \text{ nS/m}$. Para esse cabo determine:

- A impedância característica da linha.
- O coeficiente de atenuação expresso em Np/km e dB/km
- A velocidade de propagação.
- Admitindo que a linha está adaptada e que se aplica no seu início um sinal de amplitude de 1 V, qual é a amplitude do sinal ao fim de 100 km?

3.4) Numa rede local usam-se pares simétricos de 0.9 mm (19 AWG). Os seus parâmetros distribuídos são dados por: $R=55 \Omega/\text{km}$, $L=0.62 \text{ mH/km}$ e $C=52 \text{ nF/km}$. Admita que dois assinantes envolvidos numa chamada estão ambos distanciados da central local de 4 km. Sabendo que as perdas da central são de 0.5 dB, e que aos terminais do microfone do telefone emissor é gerado um sinal com uma tensão de 100 mV à frequência de 1 kHz determine:

- A atenuação no lacete de assinante.
- A tensão na terminação analógica da central.
- A tensão aos terminais do auscultador do telefone receptor.

3.5) Deduza a equação que permite calcular a largura de banda de uma fibra óptica (Eq. 3.23).

3.6) Considere uma ligação usando fibra óptica monomodal na distância de 100 km operando a 1.2 Gbit/s. O comprimento de onda de trabalho é de $1.55 \mu\text{m}$, a atenuação da fibra é de 0.25 dB/km (incluindo as juntas) e o parâmetro de dispersão é igual a 16 ps/nm/km. A sensibilidade do receptor é de -30 dBm e a margem de segurança é de 4 dB. Nesta situação determine:

- A largura espectral máxima do laser a usar.
- A potência óptica de emissão.

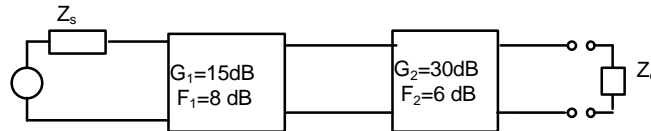
3.7) Admite que entre Porto e Faro (distância de cerca de 570 km) se tem um sistema de transmissão em fibra óptica operando a 155 Mbit/s. Tendo presente que o índice de

refracção da fibra óptica é de 1.5, determine o número de bits que estão em trânsito entre essas duas cidades.

3.8) Determine o valor da potência de ruído térmico num canal de fonia (4 kHz) e num canal de vídeo (6 MHz) admitindo que a temperatura ambiente é de 290 K, exprimindo o resultado em dBW e dBmp (no primeiro caso).

3.9) Dois amplificadores ligados em cascata têm as seguintes especificações: $T_1 = 3T_o$, $G_1 = 10$ dB, $F_2 = 13.2$ dB e $G_2 = 10$ dB. Se a sua largura de banda for de 100 kHz e a temperatura equivalente de ruído na entrada do primeiro igual a $T_1 = 10T_o$, determine a potência do sinal na entrada, para garantir uma relação sinal-ruído de 30 dB: Exprima essa potência em pW, dBW e dBm ($T_o = 290$ °k).

3.10) Considere a seguinte cadeia de quadripolos:



Admitindo que $\Delta f = 10$ kHz e $Z_s = 600 \Omega$, determine:

- a) A potência disponível de ruído à saída e a potência transmitida a uma carga de $Z_c = 75 \Omega$.
- b) A relação sinal/ruído na carga $Z_c = 75 \Omega$, admitindo que o valor eficaz do sinal sinusoidal é de 2 mV.

3.11) Considere um filtro de recepção passa-baixo ideal, cujo módulo da função de transferência é dado por:

$$|H(f)| = \begin{cases} 1 & \text{se } |f / B| \leq 1 \\ 0 & \text{se } |f / B| > 1 \end{cases}$$

Suponha que tem à entrada do filtro uma fonte de ruído térmico (branco e Gaussiano) com uma densidade espectral de potência de $N_0(f) = \mathcal{N}_0/2$. Sabendo que $\mathcal{N}_0 = -110$ dBm/Hz e $B = 600$ kHz determine:

- a) A densidade espectral de potência de ruído à saída do filtro.
- b) A potência média de ruído à saída do filtro.
- c) A largura de banda equivalente de ruído do filtro.

3.12) Considere agora a família de filtros passa-baixo realizáveis, com uma função de transferência em módulo dada por:

$$|H(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f / B)^{2n}}}, \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

também designados por filtros passa-baixo de Butterworth de ordem n .

- a) Represente esquematicamente o módulo dessa função em dB.
- b) Repita o problema anterior para a família de filtros dada.

3.13) Admita que o coeficiente de atenuação de um cabo coaxial tem uma variação com a frequência aproximada pela equação 3.13. Nesta situação, determine e represente graficamente:

- a) A função de transferência do igualador que compensa a atenuação e a distorção da linha;
- b) A função de transferência do igualador, que conduz a uma interferência intersimbólica nula (factor de excesso de banda 0), tendo como código de linha o código NRZ.

3.14) Considere um sistema de transmissão digital a 34 Mbit/s por cabo coaxial na distância de 150 km. A atenuação do cabo é de 10 dB/km e usam-se 30 repetidores idênticos. Determine a potência a injectar na entrada do cabo para garantir na recepção uma taxa de erros binários de 10^{-7} , considerando que o filtro receptor é do tipo coseno elevado com $\alpha=0$ e se usa um código NRZ polar. Admita que:

- a) Os repetidores são amplificadores que compensam exactamente a atenuação do cabo e apresentam um factor de ruído de 8 dB.
- b) Os repetidores são regeneradores.

3.15) Considere um sistema de transmissão digital operando a 8 Mb/s, na distância de 75 km, com 25 repetidores. O meio de transmissão é o cabo coaxial de calibre 1.2/4.4 m, caracterizado pelos parâmetros $a=0.07$, $b=5.15$ e $c=0.005$. O código de linha usado é o AMI e o filtro receptor apresenta uma resposta Butterworth de 2ª ordem.

- a) Determine a atenuação total do cabo;
- b) Atendendo aos resultados da alínea anterior, determine a potência a injectar na entrada do sistema de modo a garantir uma taxa de erros de 10^{-6} , admitindo que os repetidores são amplificadores com um ganho de 32 dB e um factor de ruído de 7 dB;
- c) Admitindo que cada repetidor é um regenerador, determine a potência a injectar na entrada do cabo, tendo presente que cada regenerador compensa uma atenuação de 40 dB, e o seu sistema de amplificação apresenta um factor de ruído de 7 dB.
- d) Desenhe um regenerador apropriado para esse sistema.

3.16) Um sistema de transmissão digital operando a 1.544 Mbit/s usa como meio de transmissão um cabo de pares simétricos, cuja atenuação é de 10 dB/km a 1 MHz e como código de linha o código bipolar. Este sistema opera com uma taxa de erros binários de 10^{-6} e é limitado pela diafonia. Quais as modificações que teria de realizar para obter uma taxa de erros de 10^{-8} ?

3.5 Referências

[Fo83] P.G. Fontollet, *Systèmes de Télécommunications*, Dunod, 1983.

[Ga03] M. Gagnaire, *Broadband Local Loops for High-Speed Internet Access*, Artech House, Inc., 2003,

[Hi79] M.T. Hills, B. G. Evans, *Telecommunications System Design*, GeorgeAllen&Unin Ltd 1973.

[Re79] W. D. Reeve, *Subscriber Loop Signaling and Transmission Handbook*, IEEE Press 1995.

[Si04] D. R. Smith, *Digital Transmission Systems*, Kluwer Academic Publishers, 2004.