Universidade do Estado do Rio de Janeiro
Faculdade de Engenharia elétrica
Trabalho de Princípios de Telecomunicações I
Resumo do capítulo 6, itens 6.3 e 6.4
DPCM e Delta Modulation

Trabalho de Princípios de Telecomunicações I

Aluno:

Adriano Martins Moutinho Turma: 01

Trabalho de Princípios de Telecomunicações I
Resumo dos itens 6.3 e 6.4 – DPCM e Delta Modulation.

6.3) Diferencial Pulse-Code modulation (DPCM):

- **Introdução:**

Em sinais analógicos pode-se ter uma boa idéia de uma amostra conhecendo-se a amostra anterior, isto é, as amostras não são totalmente independentes, existe um grande problema quanto à redundância nas amostras em PCM.

Se evitarmos essa redundância, podemos usar menor taxa de bits para transmitir o sinal e, conseqüentemente, menor banda para transmiti-lo.

Considere então a possibilidade de transmitir a diferença entre os sinais *m(k)* e *m(k-1)* ao invés de *m(k)*. Dessa forma, então:

$$d(k) = m(k) - m(k-1)$$

Assim, *d(k)* seria transmitido ao invés de m(k). No receptor, conhecendo-se *d(k)* pode-se obter iterativamente o valor de *m(k)*. Como a diferença entre estes sinais é usualmente pequena, *d(k)* será um sinal de baixa amplitude e não necessitará de um alto número de divisões para termos um sinal de boa qualidade sinal ruído, ou seja, para termos um baixo ruído de quantização.

Pode-se melhorar ainda mais este método adicionando-se ao receptor e ao transmissor a capacidade de estimar o valor de *m(k)* de acordo com as amostras anteriores. Se estimarmos $m_e(k)$ como sendo a próxima amostra, o sinal transmitido será $d(k)= m(k)- m_e(k)$, Ou seja, o erro entre a estimativa e o valor real. No receptor, o sinal também será estimado e reconstituído somando a estimativa ao “erro” *d(k)*.

- **Usando as séries de Taylor, Maclaurin e Wiener:**

Considere o sinal *m(t)* tendo todas as derivadas de qualquer ordem no tempo t. Usando a série de Taylor, podemos expressar $m(t+T_S)$ dessa forma:

$$m(t+T_S) = m(t) + T_S\dot{m}(t) + \frac{T_S^{\;2}}{2!}\ddot{m}(t) + \frac{T_S^{\;3}}{3!}\dddot{m}(t) + \ldots$$

$$\approx m(t) + T_S\dot{m}(t) \quad \textit{Para pequenos valores de Ts}$$

Assim, segundo a equação acima, sabendo uma amostra do sinal, podemos estimar o valor futuro se soubermos as derivadas do sinal. Podemos estimar até mesmo, para pequenos valores de T_S, o sinal $m(t+T_S)$ sabendo-se apenas a sua a primeira derivada.

Assim, se considerarmos que a amostra de número k é $m[k]$, que $m(kT_S) = m(k)$ e que $m(kT_S \pm T_S) = m(k \pm 1)$ teremos:

$$\begin{aligned} m(k+1) &= m(k) + T_S\left[\frac{m(k)-m(k-1)}{T_S}\right] \\ &= 2m(k) - m(k-1) \end{aligned}$$

A expressão acima foi obtida levando-se em consideração que a derivada $\dot{m}(t)$ é aproximadamente igual a $[m(kT_S) - m(kT_S - T_S)] / T_S$. Ou seja, que a derivada é a diferença entre a amostra atual e a anterior, dividida pelo intervalo.

Obviamente que a equação anterior dá uma aproximação pobre para o sinal. Para obtermos uma melhor aproximação para $m(t)$, devemos ter os valores de derivadas mais altas, o que requer mais amostras passadas.

Generalizando, a fórmula para estimar qualquer sinal é:

$$m(k) \approx a_1 m(k-1) + a_2 m(k-2) + a_3 m(k-3) + \dots + a_N m(k-N)$$
$$m_E(k) = a_1 m(k-1) + a_2 m(k-2) + a_3 m(k-3) + \dots + a_N m(k-N)$$

Esta equação é um estimador de ordem N. Quanto maior for o N, melhor será a estimativa. Para isso, precisamos ter N valores anteriores de $m(k)$. Observe que para $N=1$, temos $m_E = a_1 m(k-1)$, ou seja, um estimador de primeiro nível simplesmente repete o valor da amostra anterior na amostra estimada.

Os valores de a_N, ou os coeficientes de estimativa, são calculados por métodos estatísticos.

- **Uma análise do DPCM:**

Conforme já mencionado anteriormente o sinal transmitido em DPCM não é $m(k)$, mas sim $d(k)$ a diferença entre duas amostras consecutivas de $m(t)$. Para reconstituir o sinal $d(k)$ é somado a $m_E(k)$ que foi estimado no próprio receptor.

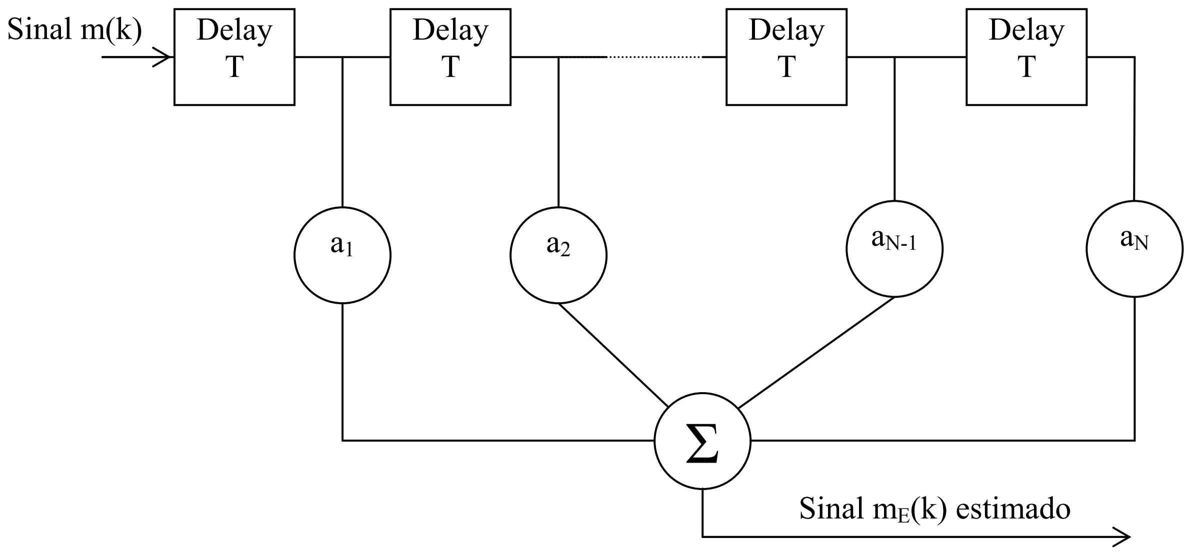
Porém, o sinal recebido é a versão quantizada das amostras, pois o sinal PCM precisa ser quantizado antes de ser transmitido. Assim, não seria possível estimar $m(t)$ através de suas amostras anteriores. Teríamos uma amostra com erro de quantização, o que pioraria a relação sinal ruído.

O que se faz então é gerar $m_{EQ}(k)$, ou seja, o valor estimado de $m_Q(k)$ já depois de quantizado. Podemos fazer isso estimando o valor de $m(k)$ de suas amostras anteriores já quantizadas. Assim será possível reconstituir o valor de $m_Q(k)$ com menos ruído de quantização.

O circuito estimador, no transmissor contará então com várias linhas de delay, cada uma delas com um certo coeficiente de estimativa e todas somadas para gerar a saída $m_E(k)$ estimada.

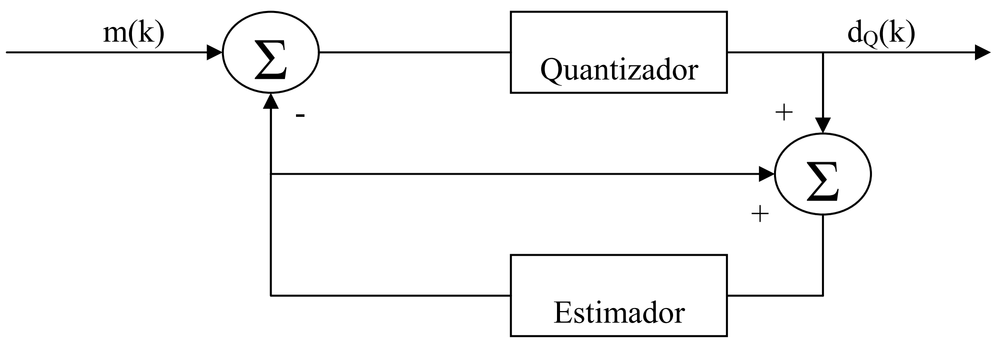
A maior vantagem do sinal DPCM é que na decodificação o erro de quantização está associado ao erro no sinal *d(k)* que é normalmente muito menor que o erro associado ao sinal m(k), no caso do PCM.

Esse circuito estimador, que é colocado no transmissor, pode ser visualizado abaixo:

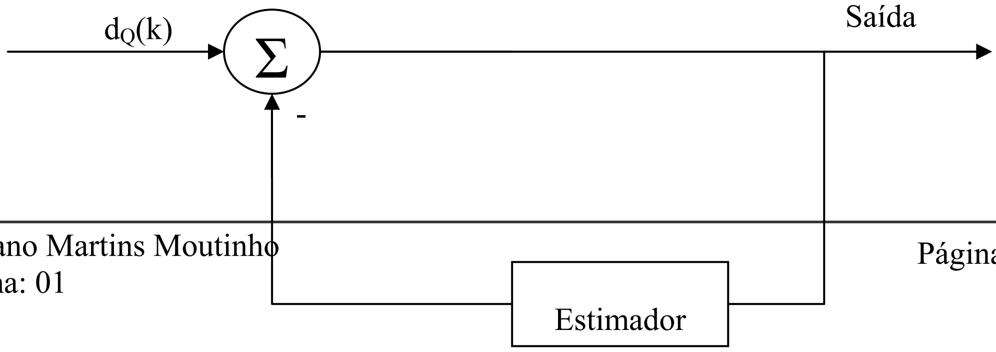


Os diagramas em blocos dos receptores e transmissores DPCM são mostrados abaixo:

- Transmissor:



- Receptor:



- Melhora na relação sinal / Ruído:

A melhora na relação sinal / ruído se dá pois o erro associado ao sinal de baixa amplitude *d(k)* é bem menor que o erro em m(t) quantizado.

Considerando as amplitude máximas dos sinais m(t) e d(t) como m_P e d_P, respectivamente, se usarmos os mesmos valores de L o step de quantização ΔV em DPCM é reduzido em um fator de D_P/M_P, o que leva a uma redução no ruído de quantização de $(M_P/D_P)^2$. A relação sinal / Ruído aumenta na mesma proporção.

Em sinais de áudio, o uso de DPCM pode aumentar a relação sinal ruído por volta de 5.6dB, mas essa melhora pode ser mais expressiva em imagens com pouco movimento.

6.4) Modulação Delta:

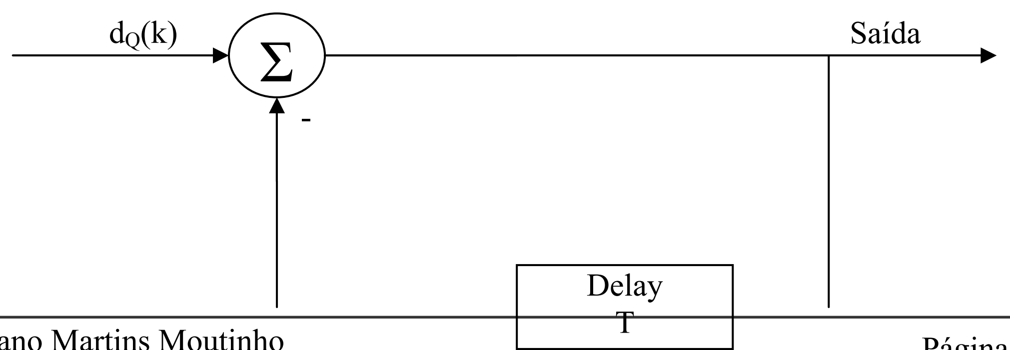
- **Introdução:**

A correlação entre as amostras é bem explorada na modulação delta. Trata-se de um tipo de modulação onde o sinal de banda básica é amostrado em uma taxa bem acima da necessária, tipicamente quatro vezes a taxa de Nyquist. Essa amostragem exagerada permite que o sinal seja facilmente estimado, mesmo com um circuito estimador de primeira ordem, e que não sejam necessários muitos bits para transmitir o sinal *d(k)*.

A modulação DM usa L=2, ou seja, apenas 1 bit faz todo a codificação do sinal. Essa codificação é extremamente eficiente pois não necessita de bits de sincronismo, ou de framing para a transmissão, permitindo uma comunicação a uma taxa mais baixa ainda.

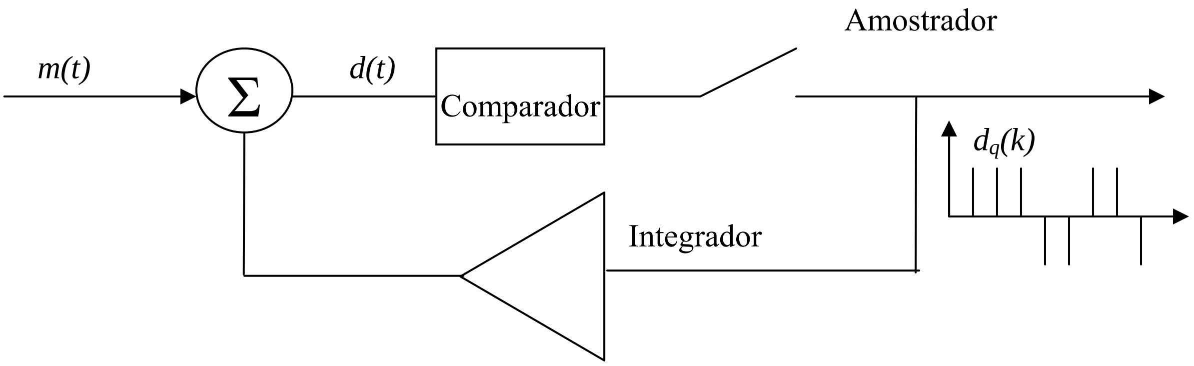
O sinal DM, sendo uma série de "1" e "0", é uma seqüência de impulsos espaçados de T_s.

Em DM usa-se um estimador de primeira ordem, que é, conforme a figura na página 4, apenas um delay de T_S. Para demodular o sinal, necessita-se de um circuito como o receptor da figura da página 4, sendo que o estimador é apenas um delay.

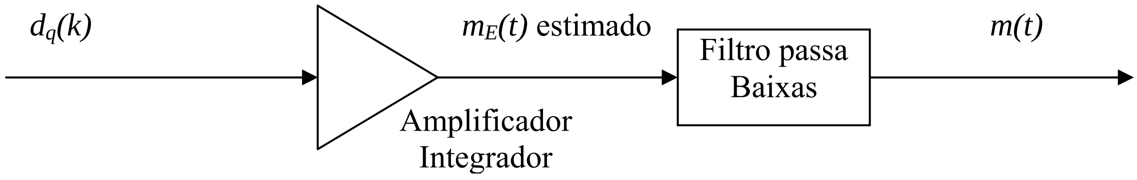


A função do receptor é a de acumular o sinal recebido. O somador e a linha de delay mostradas na figura acima podem ser substituídos por um simples circuito integrador.

O transmissor também é igual ao da figura da página 4, porém com um delay servindo como estimador. O circuito do transmissor também pode ser simplificado com o uso de simples integradores RC.



Transmissor DM



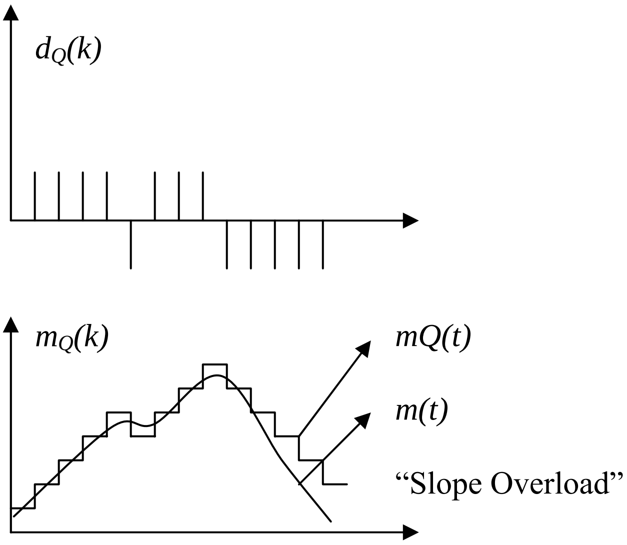
Receptor DM

Os circuitos acima funcionam da seguinte forma. O sinal analógico *m(t)* é comparado com o sinal realimentado, que é o sinal estimado, e a sua diferença passa por um comparador de tensão. Se *d(t)* for positivo, a saída do comparador é uma tensão E também positiva, se *d(t)* é negativo, a saída do comparador é uma tensão E negativa. Na saída temos uma seqüência de impulsos que pode ser codificada em um streaming de 1bit (L=2).

A saída do comparador é amostrada em uma taxa várias vezes mais alta que a de Nyquist, sendo que o impulso é positivo quando o sinal m(t) é maior que o estimado e é negativo quando contrário.

Para entender melhor como isso funciona consideramos que o sinal $d_Q(k)$ passa pelo integrador do receptor, a saída do amplificador integrador é um sinal de degraus positivos e negativos que tende a aproximar m(t). Quando o sinal passa por um filtro passa-baixas o sinal *m(t)* é recuperado.

Os gráficos abaixo mostram o processo de recuperação do sinal *m(t)*, note que quando o pulso *d(k)* é positivo, *m(t)* cresce mais do que o estimado, e quando o pulso é negativo, *m(t)* decresce mais do que o estimado.



- A modulação DM transmite a derivada do sinal *m(t)*.

Em PCM, o sinal analógico é quantizado em L níveis e essa informação é transmitida por n pulsos por amostra ($n = Log_2L$). A diferença é que em DM o sinal modulado não carrega informação sobre o sinal *m(t)* propriamente dito, mas sobre a sua derivada. Por isso dá-se este nome a essa modulação, delta modulation.

A grande vantagem do DM é que a modulação é feita em apenas 1 bit por amostra. Enquanto em PCM, normalmente há a necessidade de mais bits para codificar a amostra.

- Slope Overload:

Se o sinal *m(t)* mudar muito rapidamente o sinal estimado será muito alto e, o sinal $m_E(t)$ estimado não conseguirá seguir *m(t)*. Quando isso ocorre chamamos Slope Overload, que dá origem ao Ruído de Slope Overload. Esse ruído é um dos fatores que limitam o uso de DM. Devemos esperar em Delta Modulation mais desse tipo de Slope Overload do que de amplitude overload.

O ruído de slope pode ser diminuído aumentando-se o tamanho do degrau σ. Infelizmente isso aumenta o ruído granular. Sendo que existe um valor de σ que resulta na melhor eficiência e no menor ruído.

O slope overload ocorre quando o sinal $m_E(t)$ estimado não consegue seguir *m(t)*, o máximo que o sinal estimado consegue seguir *m(t)* é σ/T_S ou σF_S, onde F_S é a freqüência de amostragem. Então, para que não haja overload:

$$|m(t)| < \sigma F_S$$

Então, se considerarmos m(t) como sendo um sinal senoidal, teremos *m(t)=Acos(wt)*, a condição para que não haja overload passa a ser:

$$|m(t)|_{MAX} = wA < \sigma F_S$$

Então a máxima amplitude de entrada será:

$$A_{MAX} = \frac{\sigma F_S}{w}$$

A máxima amplitude para que não haja overload é inversamente proporcional a freqüência e, felizmente, sinais de voz e de televisão também decaem nas partes mais altas do espectro. Na verdade o sinal de voz decai 1/w até freqüências como 2000Hz e passa a decair $1/w^2$ para freqüências acima. Isso nos leva a crer que um circuito cuja funcionabilidade seria melhor para voz é um que usasse uma integração simples para freqüências até 2000Hz e uma dupla integração para freqüências acima desta.

- ADM (Adaptative Delta Modulation)

O DM possui uma séria desvantagem. O faixa dinâmico é bastante reduzido por causa do ruído de slope.

Para corrigir este problema, um tipo de compressão de sinal é necessária. Um método interessante é o de adaptar o valor de σ de acordo com o nível do derivada do sinal de entrada.

Nos gráfico da página 7, quando o sinal m(t) decai rapidamente e causa slope overload, isso poderia ser evitado aumentando-se o tamanho do degrau σ. Slope overload faz com que o sinal DM passe a ter vários pulsos de mesma polaridade em seguida, isso pode ser usado no receptor como uma forma de perceber o slope overload e adaptar o valor de σ. Esses resultados fazer com que a faixa dinâmica aumente bastante.

- Relação sinal ruído de saída:

Sendo o tamanho do degrau que recuperará o sinal *m(t)* igual a σ, o máximo erro estará entre -σ/2 e σ/2. Assim, o ruído causado pela degralização, ou ruído granular:

$$\overline{e^2} = \frac{\sigma^2}{3}$$

Como o ruído granular é contínuo em todo espectro até F_S, o ruído dentro da banda básica do sinal é:

$$N_0 = \frac{\sigma^2}{3}\frac{B}{F_S}$$

Assumindo que o sinal m(t) tem potência média igual a:

$$S_0 = \overline{m^2(t)}$$

A distorção causada por Slope é:

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{3F_S\overline{m^2(t)}}{\sigma^2 B}$$

Considerando m_p como o pico do sinal de entrada e que:

$$m_P = \frac{\sigma F_S}{w_R}$$

Levando em conta que precisamos transmitir F_S pulsos por segundo e que para sinais de áudio B=4000Hz e que $w_R = 1600\pi$. Então, a distorção causada por Slope passa a ser, geralmente e para sinais de voz:

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{3F_S{}^3\overline{m^2(t)}}{w_R B\cdot m^2{}_P}$$

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{150}{\pi^2}\left(\frac{B_T}{B}\right)^3\frac{\overline{m^2(t)}}{m^2{}_P}$$

Esse resultado é para integrações simples, sendo que para integrações duplas foi provado por Greefkes e de Jager que:

$$\frac{S_0}{N_0} = 5.34\left(\frac{B_T}{B}\right)^5\frac{\overline{m^2(t)}}{m^2{}_P}$$

- Comparações entre DM e PCM:

Para valores de B_T/B, a modulação PCM é superior a modulação DM pois na mesma a relação sinal ruído varia com o cubo (ou a quinta potência para dupla integração) da relação entre as bandas e no caso do PCM a relação é exponencial.

Devido ao fato do sinal DM ser digital, ele tem todas as vantagens de um sinal digital, como a possibilidade de colocar regeneradores e outras. DM é mais imune a erros do que o PCM pois em DM só existem dois estados possíveis, ao contrário dos n estados possíveis do PCM.

A conclusão é que o sinal DM pode ser superior ao sinal PCM nos casos em que necessitam de uma baixa relação sinal ruído e é inferior nos casos onde precisamos do contrário