

O diagrama abaixo mostra a etapa de modulação de um sistema de comunicação digital 16-QAM:

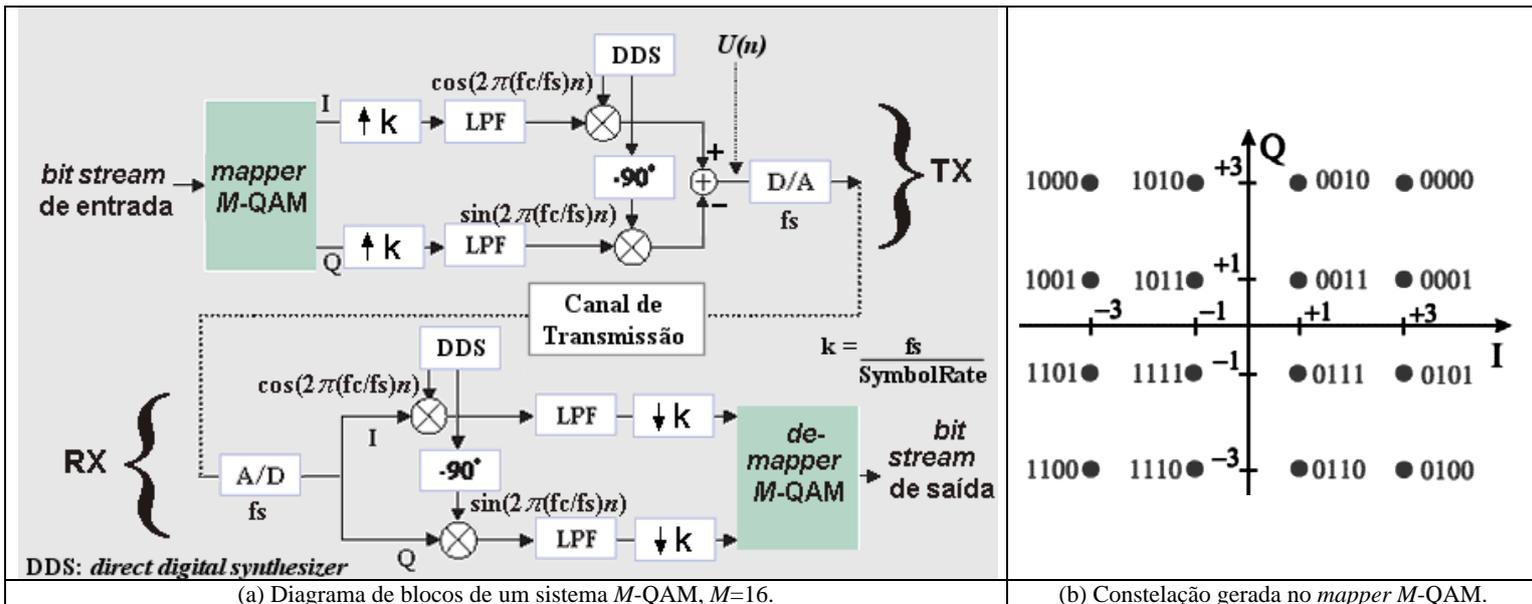


Figura 1: Etapa de modulação de um sistema de comunicação digital 16-QAM.

A taxa do *bitstream* na entrada do *mapper* é 24Mbps. Sabe-se que a frequência de amostragem do D/A é $f_s=30\text{MHz}$ e que a frequência da portadora é f_c . Cada símbolo IQ tem uma duração $T = 1/\text{symbol rate}$, onde *symbol rate* é a taxa de símbolos na saída do *mapper*. A Figura 2 mostra a resposta $h_u(n)$ do *upsampler* $\uparrow k$ a um pulso de amplitude 1 e de largura T . Conforme mostra a Figura 1(a), o *upsampler* recebe em sua entrada os pulsos de saída do *mapper*. Note que para 16-QAM, a cada palavra binária de 4 bits do *bitstream*, a saída I (e Q) do *mapper* gera um pulso de largura T cujas possíveis amplitudes são $\{-3, -1, +1, +3\}$.

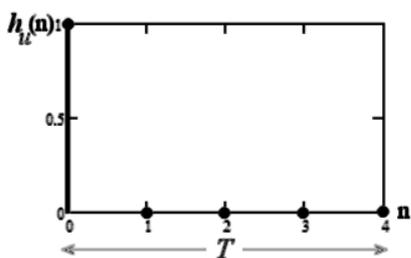


Figura 2: Resposta ao impulso $h_u(n)$ do *upsampler* $\uparrow k$ no TX.

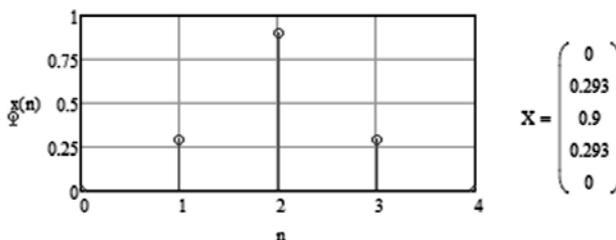


Figura 3: Resposta ao impulso $g_T(n)$ do *shaping filter* (TX) e do *matched filter* (RX) – LPF (*low pass filter*) na Figura 1(a). Os elementos do vetor X são os valores numéricos de $x(n) = g_T(n)$.

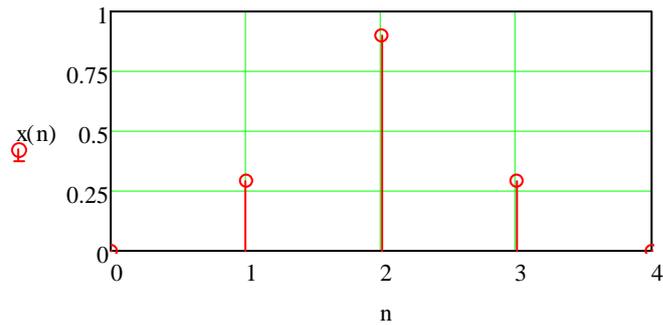
O *downsampler* $\downarrow k$ no RX efetua o processo inverso: Para cada seqüência de duração total T composta por k amostras consecutivas na entrada do *downsampler*, a primeira amostra é mantida e as $k-1$ amostras subsequentes são retiradas (decimadas) da seqüência de modo a resultar uma seqüência de duração total T com 1 única amostra após o *downsampler*.

O *shaping filter* do TX (LPF na Figura 1) e o *matched filter* do RX (LPF na Figura 1) apresentam resposta ao impulso $g_T(n)$, conforme $x(n)$ mostrado na Figura 3, sendo T a duração total de $g_T(n) = x(n)$. Dadas estas condições operacionais, pede-se:

- O gráfico da seqüência de amostras $z(n)$ na saída do *matched filter* do sub-canal I do RX que resulta da palavra binária **0101** aplicada na entrada do *mapper* 16-QAM do TX. Assuma que a SNR no canal de transmissão é maior que 120dB e que o CAG e o equalizador no RX (matéria a ser vista adiante) eliminam totalmente os efeitos de multipercurso, tornando unitária a transmitância do canal de transmissão (i.e., não ocorre atenuação nem degradação do sinal entre TX e RX). **Dica:** O resultado $z(n)$ da convolução entre duas seqüências $x(n)$ e $y(n)$, isto é, $z(n) = x(n) * y(n)$, é dado por $z(n) = \sum_{m=m1}^{m2} x(m)y(n-m)$ onde $m1$ e $m2$ são tais que o produto de todas as amostras não nulas das seqüências x e y sejam contempladas no somatório.
- Repita a) assumindo que o RX utilize um correlador ao invés de um *matched filter*.
- Assumindo que o canal seja AWGN, qual amostra deve ser mantida na saída $z(n)$ do *matched filter* do RX, após a operação de decimação efetuada pelo *downsampler*, para que seja maximizada a SNR na entrada do *de-mapper* (i.e., seja minimizada a BER na saída do mesmo)?
- Repita c) assumindo que o RX utilize um correlador ao invés de um *matched filter*.

Respostas:

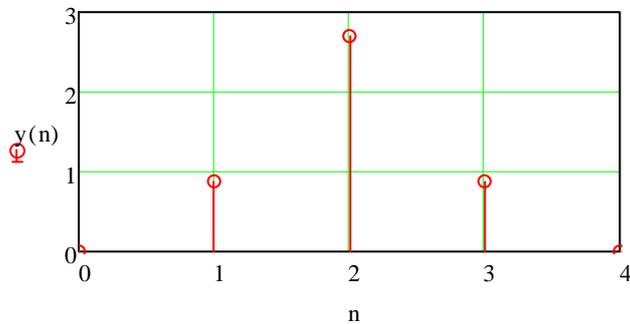
a) $g_T(n) = x(n)$ é a resposta ao impulso do *shaping filter* (LPF) no TX que é idêntica à resposta ao impulso do *matched filter* (LPF) no RX:



$$X = \begin{pmatrix} 0 \\ 0.293 \\ 0.9 \\ 0.293 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$N = 5$ → número de amostras em $x(n)$ obtido por $N = k = f_s / \text{symbolrate}$. $f_s = 30\text{MHz}$ é dado no enunciado e o symbolrate é obtido de $\text{symbolrate} = \text{bitrate} / \text{numbitspersymb} = 24\text{Mbps} / 4\text{bpsymb} = 6\text{MHz}$

O *upsampler* $\uparrow k$ do sub-canal I do TX mantém o valor I de entrada na amostra inicial e insere $k-1$ amostras adicionais nulas, sendo todas as amostras uniformemente espaçadas no intervalo T de um símbolo IQ. Para a palavra binária **0101**, o *mapper* do TX gerará um valor **I = 3** em sua saída (vide Figura 1 do enunciado). Portanto, a saída $y(n)$ do *shaping filter* (LPF) do sub-canal I do TX para esta palavra binária será a dado por $I * g_T(n)$:

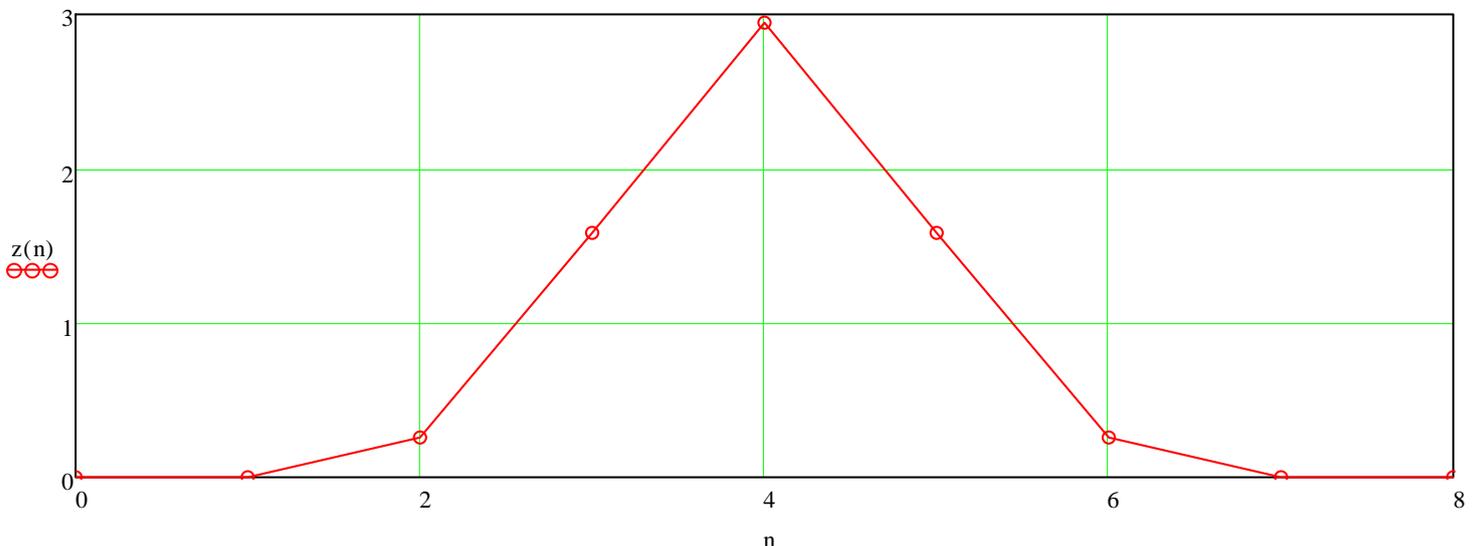


$$Y = \begin{pmatrix} 0 \\ 0.88 \\ 2.7 \\ 0.88 \\ 0 \end{pmatrix}$$

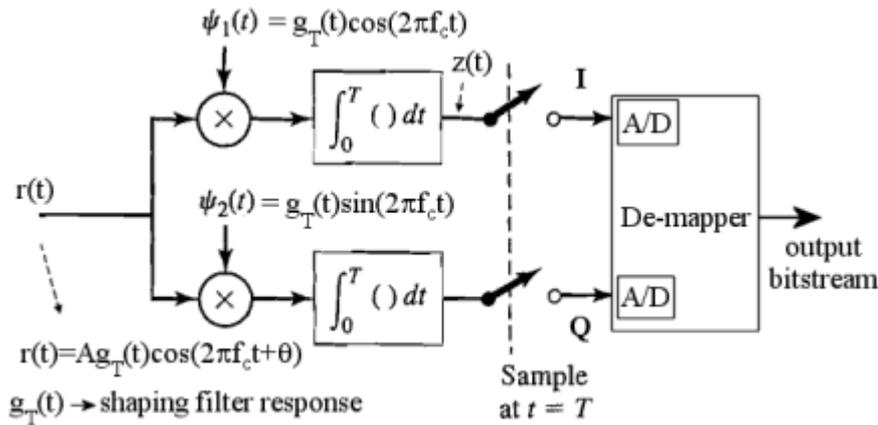
Do enunciado, não há atenuação nem degradação do sinal transmitido no canal de transmissão, sendo unitária a transmitância entre TX e RX. Portanto, o sinal na entrada do *matched filter* do sub-canal I do RX é o próprio sinal $y(n)$. A saída $z(n)$ do *matched filter* será a convolução de $y(n)$ com a resposta ao impulso $x(n)$ do *matched filter*:

$$m1 := 0 \quad m2 := N - 1 \quad n := 0, 1, \dots, 2 \cdot N - 2$$

$$z(n) := \left[\sum_{m=m1}^{m2} (x(m) \cdot y(n - m)) \right]$$



b) Para o caso em que o RX utiliza detecção por correlador, o demodulador é caracterizado pelo diagrama de blocos abaixo:



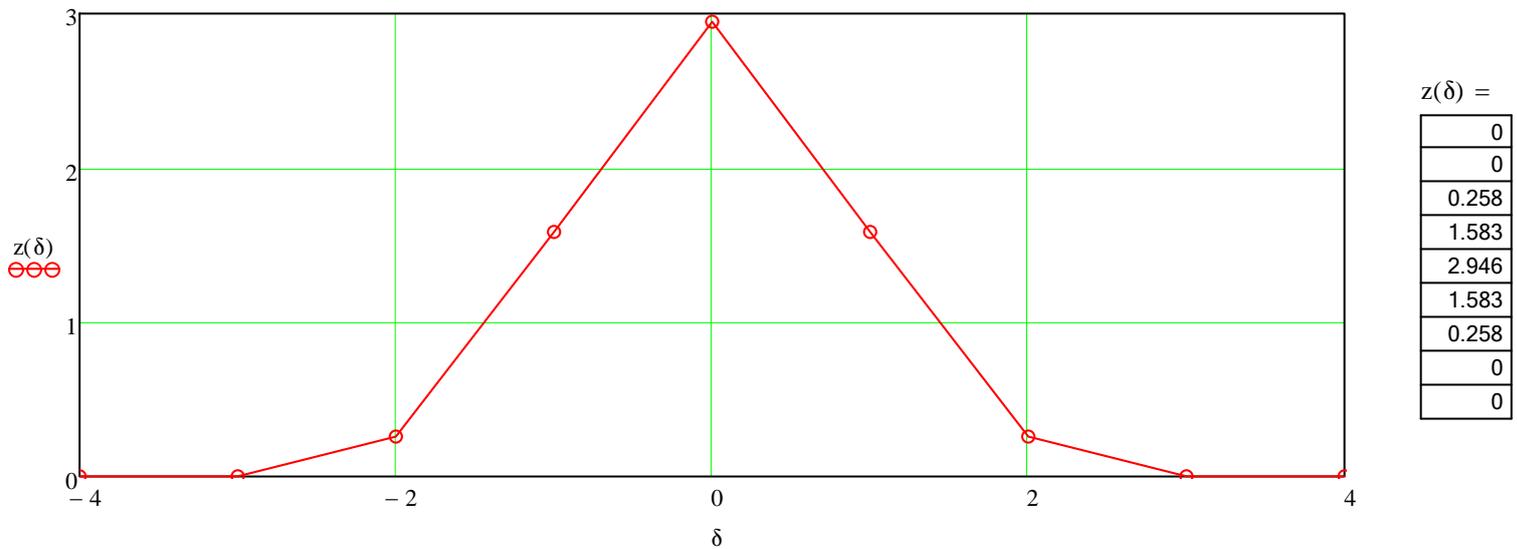
Na figura acima, a operação de correlação utiliza um circuito integrador analógico ($RC \gg T$) :

$$z(\tau) = \int_0^T \psi_1(t) \cdot r(t + \tau) dt \quad , \quad \tau = t$$

Na versão totalmente digital, os dois A/D são substituídos por um único A/D na entrada do demodulador. Neste caso, a operação de correlação, antes baseada em integração analógica, passa a ser efetuada através de um somatório discreto realizado por operações aritméticas implementadas em um processador p/ DSP ou em uma FPGA:

$$z(\delta) := \sum_{n=0}^{N-1} (x(n) \cdot y(n + \delta)) \quad , \quad \delta = n$$

onde $x(n)$ é a versão discreta em bandabase de $\psi_1(t)$ e é gravado em uma LUT (*look up table*) no RX. Nesta abordagem puramente digital, a saída z resulta em:



Portanto, a seqüência z na saída do correlador resultou na mesma forma de onda que a seqüência z na saída do *matched filter* obtida por convolução no item a).

c) Se o canal é AWGN a seqüência z na saída do *matched filter* ainda estará "levemente" (é claro que depende da SNR) corrompida por ruído aditivo, apesar da operação de correlação implícita efetuada pelo *matched filter* ter atenuado o nível de ruído pelo fato deste ser descorrelacionado (branco). Portanto, a amostra que o *downsampler* deve "capturar" é aquela de maior amplitude absoluta na seqüência z , pois quanto maior for a amplitude da amostra "capturada" mais desprezível será o efeito do ruído a ela adicionado, maximizando assim a SNR.

d) Tanto para o correlador digital como para o analógico, vale exatamente o mesmo arrazoado do item c. Para o caso específico do correlador analógico (vide diagrama do detetor por correlação analógica na figura do item b acima), se o canal é AWGN o sinal z na saída do correlador ainda estará "levemente" (depende da SNR) corrompido por ruído aditivo, apesar de a operação de correlação ter atenuado o nível de ruído pelo fato deste ser descorrelacionado (branco). Portanto, o instante em que o amostrador (vide figura acima) amostra a saída $z(t)$ deve ser tal que corresponda à maior amplitude do sinal z , pois quanto maior for a amplitude absoluta do sinal no instante de amostragem mais desprezível será o efeito do ruído adicionado ao sinal naquele instante, maximizando assim a SNR.