AT5 - Sistemas - P2

↝ Há 2 métodos de análise de SLIT

- Método do domínio do tempo
- Método do domínio da frequência

↝ Que tipo de sistemas lineares estamos analisando?

$$\frac{d^N y}{dt^N} + a_1 \cdot \frac{d^{N-1}}{dt^{N-1}} y + \dots + a_{N-1} \frac{dy}{dt} + a_N y(t)$$

$$= b_{N-M} \frac{d^M x}{dt^M} + b_{N-M+1} \frac{d^{M-1} x}{dt^{M-1}} + \dots + b_{N-1} \frac{dx}{dt} + b_N x(t) \qquad (1)$$

Considerando a notação $D = d/dt$

$$\underbrace{\left(D^N + a_1 D^{N-1} + \dots + a_{N-1} D + a_N\right)}_{Q(D)} y(t) = \underbrace{\left(b_{N-M} D^M + b_{N-M+1} D^{M-1} + \dots + b_{N-1} D + b_N\right)}_{P(D)} x(t) \qquad (2)$$

$$\underbrace{Q(D)}_{N} y(t) = \underbrace{P(D)}_{M} x(t)$$

↝ Por questões práticas considera-se que $M \leq N$.

↝ Se $M > N$ obtém-se um sistema diferenciador de ordem $(M-N)$.

↳ 1) Diferenciador representa um sistema instável (BIBO): se $x(t) \neq \infty \Rightarrow y(t) \to \infty$

p.ex $x(t) = u(t) \Rightarrow y(t) = \delta(t)$

↳ 2) Ruídos são amplificados por diferenciador. $\eta(t) \rightsquigarrow BW\{\eta(j\omega)\}$, $\omega\ [0, \infty)$

↳ componentes que variam rapidamente

↳ componentes que variam rapidamente

$\frac{d}{dt}$ ⇝ sinais de grande amplitude
↑ BW

Vimos anteriormente que um sistema descrito por (1) é do tipo linear.

∴ Sua resposta pode ser expressa como a soma de duas componentes:

$$\text{Resposta total} = \text{Resposta de } \underbrace{\text{entrada nula}}_{\substack{x(t)=0 \\ \text{INTERNO}}} + \text{Resposta de } \underbrace{\text{estado nulo}}_{\substack{x(0)=0 \\ \text{EXTERNO}}}$$

① Resposta do sistema a condições internas ⇒ Resposta de entrada nula

Sistema linear: $Q(D)\,y(t) = P(D)\,\cancelto{0}{x(t)}$

Se $x(t)=0 \Rightarrow Q(D)\,y_0(t)=0$

$$\left(D^N + a_1 D^{N-1} + \dots + a_{N-1} D + a_N\right) y_0(t) = 0 \qquad (2)$$

↳ quem é $y_0(t)$?

↳ uma função que ela e suas derivadas combinadas de maneira linear $=0$
ou seja, função semelhante a sua própria derivada

$e^{\lambda t}$

$$\therefore \quad y_0(t) = c\,e^{\lambda t} \qquad (3)$$

Então

$$D\,y_0(t) = c\lambda e^{\lambda t} \qquad (4)$$

$$D^2 y_0(t) = c\lambda^2 e^{\lambda t} \qquad (5)$$

$$\vdots \qquad\qquad \vdots$$

$$D^N y_0(t) = c\lambda^N e^{\lambda t} \qquad (6)$$

Substituindo (3) - (6) em (2)

$$\left(D^N + a_1 D^{N-1} + \dots + a_{N-1} D + a_N\right) y_0(t) = 0$$

$$c\left(\lambda^N + a_1 c\lambda^{N-1} + \dots + a_{N-1}\lambda + a_n\right) e^{\lambda t} = 0$$

Solução trivial ⇝ $c=0$ ou $e^{\lambda t}=0$

Solução trivial $\rightsquigarrow$ $c = 0$ ou $e^{\lambda t} = 0$

Solução não-trivial $\underbrace{\left(\lambda^N + a_1 \lambda^{N-1} + \dots + a_{N-1}\lambda + a_N\right)}_{} = 0$ $\rightsquigarrow$ eq. caract. do sistema

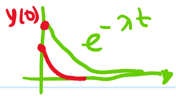
$Q(\lambda)$ $\rightsquigarrow$ polinômio característico do sistema

$$\begin{gathered} Q(\lambda) \\ \| \\ Q(D) \\ \overbrace{\left(D^N + a_1 D^{N-1} + \dots + a_{N-1} D + a_N\right)} \end{gathered}$$

$Q(\lambda)$ pode ser expressa em fatores, $(\lambda_1 \neq \lambda_2 \neq \dots \neq \lambda_n)$

RAÍZES DA EQUAÇÃO CARACTERÍSTICA DO SISTEMA $\left\{\right.$ AUTOVALORES / POLOS / FREQUÊNCIAS NATURAIS

$$Q(\lambda) = \underbrace{(\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_2) \cdots (\lambda - \lambda_N)}_{N} = 0 \quad (N \text{ soluções})$$



$$\hookrightarrow y_0(t) = c_1 e^{\lambda_1 t} + c_2 e^{\lambda_2 t} + \dots + c_N e^{\lambda_N t}$$

determinado pelas N restrições (cond. auxiliares)

$\hookrightarrow$ $t=0$ $\Rightarrow$ cond. iniciais

"Todo o comportamento de um sistema é ditado pelos modos característicos"

Exemplo 1) Determine $y_0(t)$, a componente de entrada nula da resposta de um SLIT, descrito pela seguinte equação diferencial:

$$(D^2 + 3D + 2)\, y(t) = D x(t)$$

quando as condições iniciais são $y_0(0) = 0$, $\dot{y}(0) = -5$.

Solução: Assumindo $x(t) = 0 \Rightarrow (D^2 + 3D + 2)\, y_0(t) = 0$

O polinômio característico é: $\lambda^2 + 3\lambda + 2 = 0$

$$\underbrace{(\lambda + 1)}_{\lambda - \lambda_1} \underbrace{(\lambda + 2)}_{\lambda - \lambda_2} = 0$$

Raízes: $\lambda_1 = -1$ e $\lambda_2 = -2$

Logo, os modos característicos do sistema são: $\underset{e^{\lambda_1 t}}{e^{-t}}$ e $\underset{e^{\lambda_2 t}}{e^{-2t}}$

$\therefore$ A resposta de entrada nula é:

$-t \qquad -2t$

$\therefore$ A resposta de entrada nula é:

$$y_0(t) = c_1 e^{-t} + c_2 e^{-2t} \qquad (7)$$

$$\dot{y}_0(t) = -c_1 e^{-t} - 2c_2 e^{-2t} \qquad (8)$$

$t = 0 \Rightarrow$ (7): $y_0(0) = 0 = c_1 \cancel{e^{-0}}^{1} + c_2 \cancel{e^{-2\cdot 0}}^{1}$

$$0 = c_1 + c_2 \qquad (9)$$

(8): $\dot{y}_0(0) = -5 = -c_1 \cancel{e^{-0}}^{1} - 2c_2 \cancel{e^{-2\cdot 0}}^{1}$

$$-5 = -c_1 - 2c_2 \qquad (10)$$

$$\begin{cases} c_1 + c_2 = 0 \\ -c_1 - 2c_2 = -5 \end{cases} \Rightarrow c_1 = -5 \quad c_2 = 5$$

$\therefore$ $y_0(t) = c_1 e^{-t} + c_2 e^{-2t}$

$$\boxed{y_0(t) = -5e^{-t} + 5e^{-2t}}$$

PROVA REAL:

$$\dot{y}_0 = 5e^{-t} - 10e^{-2t} \qquad (11)$$

$$\ddot{y}_0 = -5e^{-t} + 20e^{-2t} \qquad (12)$$

$$(D^2 + 3D + 2) y_0 = 0$$

$$(-5e^{-t} + 20e^{-2t}) + 3(5e^{-t} - 10e^{-2t}) + 2(-5e^{-t} + 5e^{-2t}) = 0$$

$$-5e^{-t} + 20e^{-2t} + 15e^{-t} - 30e^{-2t} - 10e^{-t} + 10e^{-2t} = 0$$

$$e^{-t}\cancel{(-5 + 15 - 10)}^{0} + e^{-2t}\cancel{(+20 - 30 + 10)}^{0} = 0$$

- Raízes repetidas

$$Q(\lambda) = 0$$

2 raízes: $(\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_1) = 0$

$$(\lambda - \lambda_1)^2 = 0$$

$$(\lambda-\lambda_1)^2=0$$

$$\Rightarrow \quad y_0(t)=(c_1+c_2t)e^{\lambda_1 t}$$

n raízes

$$(D-\lambda)^n y_0(t)=0 \qquad (13)$$

$$\hookrightarrow \underbrace{e^{\lambda t}, te^{\lambda t}, t^2e^{\lambda t}, \dots, t^{n-1}e^{\lambda t}}_{n} \qquad (14)$$

$$y_0(t)=(c_1+c_2t+c_3t^2+\dots+c_nt^{n-1})e^{\lambda t} \qquad (15)$$

Caso o polinômio característico seja:

$$\phi(\lambda)=\underbrace{\overbrace{(\lambda-\lambda_1)^n}^{n}(\lambda-\lambda_{n+1})\cdots(\lambda-\lambda_N)}_{N} \qquad (16)$$

$$\Rightarrow \quad y_0(t)=\underbrace{(c_1+c_2t+\dots+c_nt^{n-1})}_{n}e^{\lambda_1 t}+c_{n+1}e^{\lambda_{n+1}t}+\dots+c_Ne^{\lambda_N t} \qquad (17)$$

Exemplo 2)

Determine $y_0(t)$, a componente de entrada nula da resposta de um SLIT, descrito pela seguinte equação diferencial:

$$(D^2+6D+9)y(t)=(3D+5)x(t) \qquad (18)$$

quando as condições iniciais são $y(0)=3$, $\dot{y}(0)=-7$.

Solução: Considerando $x(t)=0$

$$(D^2+6D+9)y_0=0$$

$$\Downarrow$$

polinômio característico $\lambda^2+6\lambda+9=0$

$$(\lambda+3)^2=0$$

$$\lambda_1=-3 \quad e \quad \lambda_2=-3$$

Os modos característicos são: e^{-3t} e te^{-3t}

A resposta de entrada nula será

$$y_0(t)=c_1e^{-3t}+c_2te^{-3t}$$

$y(0)=3 \rightsquigarrow \quad c_1=3$

$\dot{y}(0)=-7 \rightarrow \quad \dot{y}_0=-3c_1e^{-3t}+c_2e^{-3t}-3c_2te^{-3t}$

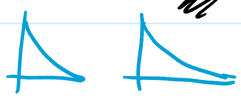
$y(0) = 3 \rightsquigarrow c_1 = 3$

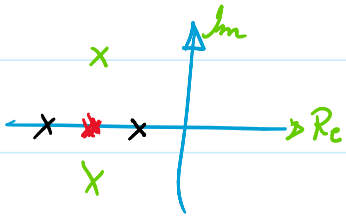
$\dot{y}(0) = -7 \rightarrow \dot{y}_0 = -3c_1 e^{-3t} + c_2 e^{-3t} - 3c_2 t e^{-3t}$

$-7 = -3c_1 + c_2$

$\therefore c_2 = 2$

$$y_0(t) = 3e^{-3t} + 2te^{-3t}, \quad t \geq 0$$





• Raízes complexas

↳ Modos característicos complexos

↳ Para um sistema real, as raízes complexas devem ocorrer em pares conjugados se os coeficientes de $Q(\lambda)$ forem reais.

Se $\lambda_1 = \alpha + j\beta \Rightarrow \lambda_2 = \alpha - j\beta$

$$y_0(t) = c_1 e^{(\alpha+j\beta)t} + c_2 e^{(\alpha-j\beta)t} \quad \rightsquigarrow \text{FORMA COMPLEXA} \qquad (19)$$

P/ um sistema real, $c_1 = c_2^*$

$$c_1 = \frac{c}{2} e^{j\theta} \qquad c_2 = \frac{c}{2} e^{-j\theta}$$

$$\Rightarrow y_0(t) = \overset{c_1}{\boxed{\frac{c}{2} e^{j\theta}}} e^{(\alpha+j\beta)t} + \overset{c_2}{\boxed{\frac{c}{2} e^{-j\theta}}} e^{(\alpha-j\beta)t}$$

$$y_0(t) = \frac{c}{2} e^{\alpha t} \underbrace{\left[e^{j(\beta t+\theta)} + e^{-j(\beta t+\theta)} \right]}$$

$$y_0(t) = ce^{\alpha t} \cos(\beta t + \theta) \quad \rightsquigarrow \text{FORMA REAL} \qquad (20)$$

Exemplo 3)

Determine $y_0(t)$, a componente de entrada nula da resposta de um SLIT, descrito pela seguinte equação diferencial:

$$(D^2 + 4D + 40)\, y(t) = (D+2)\, x(t) \qquad (21)$$

quando as condições iniciais são $y(0) = 2$, $\dot{y}_0(0) = 16{,}78$.

Solução: Considerando $x(t) = 0$

$$(D^2 + 4D + 40)\, y_0(t) = 0$$

$$(D^2+4D+40)\,y_0(t)=0$$

$$\Downarrow$$

polinômio característico $\quad \lambda^2+4\lambda+40=0$

raízes $\quad \lambda_{1,2}=-2\pm j6$

$$\therefore \quad (\lambda-\lambda_1)(\lambda-\lambda_2)=0$$

$$(\lambda+2-j6)(\lambda+2+j6)=0$$

A solução $y_0(t)$ pode ser dada

COMPLEXA $\quad y_0(t)=c_1e^{-2+j6t}+c_2e^{-2-j6t}\quad , \quad \alpha+j\beta \Rightarrow \begin{matrix}\alpha=-2\\ \beta=6\end{matrix}$

REAL $\quad y_0(t)=c\,e^{-2t}\cdot\cos(6t+\theta)$

$y_0(0)=2 \rightarrow \quad 2=c\cos\theta$

$\dot{y}_0(0)=16{,}78 \rightarrow \quad 16{,}78=-2ce^{-2t}\cos(6t+\theta)-6ce^{-2t}\,\mathrm{sen}(6t+\theta)$

$$16{,}78=-2\underbrace{c\cos\theta}_{2}-6c\,\mathrm{sen}\,\theta$$

$$16{,}78=-4-6c\,\mathrm{sen}\,\theta$$

$$\Rightarrow \quad c\,\mathrm{sen}\,\theta=-3{,}463$$

$$\begin{cases} c\cos\theta=2\\ c\,\mathrm{sen}\,\theta=-3{,}463\end{cases}$$

$$\rightarrow \quad c^2\cos^2\theta+c^2\mathrm{sen}^2\theta=2^2+(-3{,}463)^2$$

$$c^2=16 \Rightarrow c=4$$

$$\rightarrow \quad \frac{c\cos\theta}{c\,\mathrm{sen}\,\theta}=\frac{2}{-3{,}463}$$

$$\mathrm{tg}\,\theta=-\frac{3{,}463}{2}\Rightarrow \theta=-\pi/3$$

Portanto, $\quad y_0(t)=4e^{-2t}\cos\left(6t-\frac{\pi}{3}\right) \qquad (22)$

Discussão:

→ Resposta de entrada nula é a resposta do sistema p/ suas condições internas $(x(t)=0)$.

→ Se um sistema for perturbado momentaneamente e se a perturbação for removida, o sistema não irá retornar ao repouso instantaneamente.

→ Se um sistema for perturbado momentaneamente e se a perturbação for removida, o sistema não irá retornar ao repouso instantaneamente.

→ Em geral, ele demorará um certo período p/ retornar ao repouso e fará uma trajetória específica, que é característica ao sistema

② Resposta ao impulso unitário $\delta(t)$

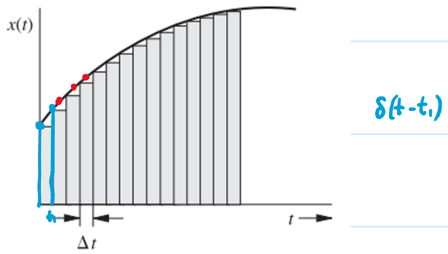
Se um sistema é linear então

$$y(t) = a_1 y_1(t) + a_2 y_2(t) + \dots + a_K y_K(t) \quad (23)$$

onde $y_K(t)$ é a resposta de estado nulo p/ a entrada $x_K(t)$.

* PARECE TRIVIAL, MAS ESTA OBSERVAÇÃO POSSUI PROFUNDAS IMPLICAÇÕES NA ANÁLISE DE SISTEMAS.

Considere um sinal $x(t)$, que pode ser aproximado por uma soma de pulsos retangulares.



$\underbrace{\Delta t = \delta t \to 0}$ → $x(t) = \sum x(t) \cdot \delta(\tau - t)$

os pulsos retangulares se transformam em impulsos unitário quando $\delta t \to 0$

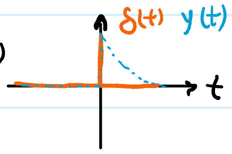
∴ Se soubermos a resposta do sistema para uma entrada impulsiva $h(t)$

↳ podemos determinar a resposta do sistema para qualquer entrada arbitrária $\underline{x(t)}$!

$\delta(t) \to \boxed{\mathcal{J}} \to y(t) = h(t) \qquad x(t) \to \boxed{\mathcal{J}} \to y(t) = \mathcal{J}\{x(t), h(t)\}$

* Compreensão qualitativa do impulso unitário

$x(t) = \delta(t) \to \boxed{} \to y(t)$



→ $\delta(t) \cong$ raio → efeito em $t=0$ e efeito nulo p/ $t \neq 0$.

→ $t > 0$ o sistema continua tendo uma resposta de saída $y(t) \neq 0$ c/ $x(t) = 0$.

∴ é como se $t=0$ o sistema armazenasse energia, ou seja, cria-se condições iniciais não-nulas em $t = 0^+$

A resposta ao impulso possui modos característicos p/ $t \geq 0^+$

$$y(t) = h(t) = \text{termos característicos}, \quad t \geq 0^+ \quad (24)$$

→ G p/ $t=0$? Só pode haver um impulso. $y(t) = h(t) = A_0\,\delta(t)$, $t=0$ (25)

Logo, a resposta completa é

$$y(t) = A_0\,\delta(t) + \text{termos característicos} \quad , \quad t \geq 0 \qquad (26)$$

Então, considerando o SLIT e assumindo que $x(t) = \delta(t) \Rightarrow y(t) = h(t)$

$M=N$

$$\left(D^N + a_1 D^{N-1} + \cdots + a_{N-1} D + a_N\right) y(t) = \left(b_0 D^N + b_1 D^{N-1} + \cdots + b_{N-1} D + b_N\right) x(t)$$

$$\left(D^N + a_1 D^{N-1} + \cdots + a_{N-1} D + a_N\right) h(t) = \left(b_0 D^N + b_1 D^{N-1} + \cdots + b_{N-1} D + b_N\right) \delta(t)$$

$$\left(D^N + a_1 D^{N-1} + \cdots + a_{N-1} D + a_N\right)\left[A_0\,\delta(t) + TM\right] = \left(b_0 D^N + b_1 D^{N-1} + \cdots + b_{N-1} D + b_N\right) \delta(t)$$

$$A_0 D^N \delta(t) = b_0 D^N \delta(t) \Rightarrow A_0 = b_0$$

$$\therefore\ h(t) = b_0\,\delta(t) + \text{termos característicos} \quad , \quad t \geq 0 \qquad (27)$$

↳ Como determinar os coeficientes do N modos característicos?

Método simplificado de casamento de impulso

Se $M<N$, $\quad \underbrace{Q(D)}_{\text{ordem } N}\, y(t) = \underbrace{P(D)}_{\text{ordem } M}\, x(t) \Rightarrow b_0 = 0$

Método Simplificado de casamento de impulso

Considerando $\quad Q(D)\,y(t) = P(D)\,x(t)$

$$h(t) = b_0\,\delta(t) + \left[P(D)\,y_n(t)\right] u(t) \qquad (28)$$

$y_n(t)$ é a combinação linear dos modos característicos do sistema sujeito às cond. iniciais

$$y_n(0) = \dot{y}_n(0) = \ddot{y}_n(0) = \cdots = y_n^{(N-2)}(0) = 0 \quad \text{e} \quad y_n^{(N-1)}(0) = 1$$

$y_n^{(k)}(t)$ é a k-ésima derivada de $y_n(t)$, $t=0$.

$N=1 \Rightarrow y_n(0) = 1$

$N=2 \Rightarrow y_n(0) = 0,\ \dot{y}_n(0) = 1$

$N=3 \Rightarrow y_n(0) = \dot{y}_n(0) = 0,\ \ddot{y}_n(0) = 1$

Exemplo 4) Determine a resposta $h(t)$ ao impulso unitário para o sistema especificado pela equação:

$$(D^2 + 3D + 2)\, y(t) = D\, x(t) \qquad (29)$$

Solução:

Trata-se de um sistema de 2º ordem $(N=2)$, possuindo o polinômio característico

$$(\lambda^2 + 3\lambda + 2) = (\lambda+1)(\lambda+2)$$

raízes $\lambda_1 = -1$ e $\lambda_2 = -2$

Portanto, $$y_n(t) = c_1 e^{-t} + c_2 e^{-2t} \qquad (30)$$

Diferenciando (30)

$$\dot{y}_n(t) = -c_1 e^{-t} - 2c_2 e^{-2t} \qquad (31)$$

As condições iniciais p/ $N=2$ são:

$$\dot{y}_n(0) = 1 \quad \text{e} \quad y_n(0) = 0$$

Assumindo $t=0 \Rightarrow$ (30): $0 = c_1 + c_2$

(31): $1 = -c_1 - 2c_2$

$$\therefore \; c_1 = 1 \quad \text{e} \quad c_2 = -1$$

Logo $y_n(t) = e^{-t} - e^{-2t}$

Considerando que o sistema é

$$(D^2 + 3D + 2)\, y(t) = D\, x(t)$$
$$Q(D)\, y(t) = P(D)\, x(t)$$

Do método simplificado de casamento de impulso

$$h(t) = b_0\, \delta(t) + [P(D)\, y_n(t)]\, u(t)$$

$$P(D) y_n(t) = D\, y_n(t) = \dot{y}_n(t) = -e^{-t} + 2e^{-2t}$$

E neste caso $b_0 = 0$ (termo de 2º ordem ausente em $P(D)$)

Portanto, $$h(t) = [P(D)\, y_n(t)]\, u(t) = (-e^{-t} + 2e^{-2t})\, u(t)$$

* Discussão: se $x(t) = \delta(t) \Rightarrow y(t) = h(t)$

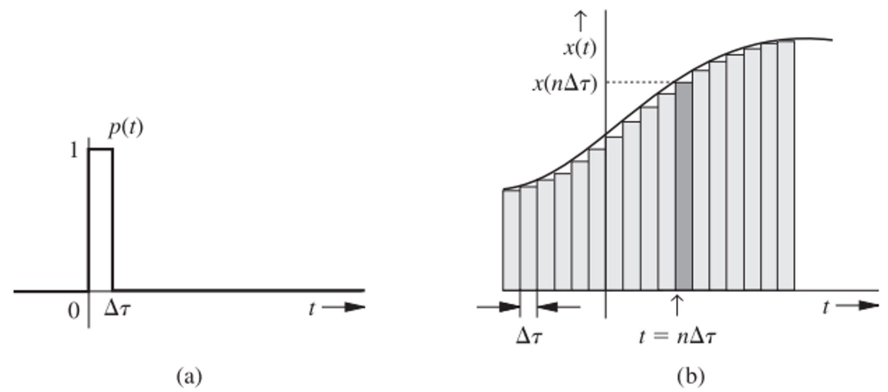
então $x(t) = \delta(t-\tau) \Rightarrow y(t) = h(t-\tau)$

$\therefore$ INVARIÂNCIA NO TEMPO //

③ Resposta do sistema à uma entrada externa: resposta de estado nulo

↝ Princípio da superposição p/ determinar a resposta do sistema p/ uma entrada arbitrária $x(t)$.

↝ Ideia



- O pulso em $t = n\Delta\tau$ pode ser expresso como $x(n\Delta\tau)\, p(t - n\Delta\tau)$

- $x(t)$ pode ser descrito como a soma de todos os pulsos:

$$x(t) = \lim_{\Delta\tau \to 0} \sum_{\tau} x(n\Delta\tau)\, p(t - n\Delta\tau)$$

$$x(t) = \lim_{\Delta\tau \to 0} \sum_{\tau} \frac{x(n\Delta\tau)}{\Delta\tau}\, p(t - n\Delta\tau)\, \Delta\tau$$

↳ pulso c/ altura $\frac{x(n\Delta\tau)}{\Delta\tau}$

↳ área $x(n\Delta\tau)$

Se $\Delta\tau \to 0$, a altura $\frac{x(n\Delta\tau)}{\Delta\tau} \to \infty$, mas a área permanece $x(n\Delta\tau)$

↳ pode-se aproximar a faixa por impulso $x(n\Delta\tau)\,\delta(t - n\Delta\tau)$

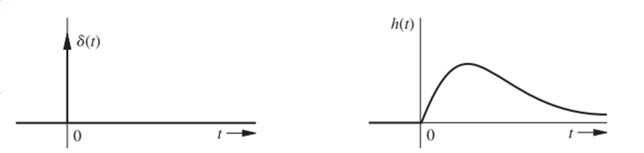
$$\Rightarrow x(t) = \lim_{\Delta\tau \to 0} \sum_{\tau} x(n\Delta\tau)\, \delta(t - n\Delta\tau)\, \Delta\tau$$

Para determinar a resposta para $x(t)$, podemos considerar a entrada e os pares de saída correspondentes

Para determinar a resposta para $x(t)$, podemos considerar a entrada e os pares de saída correspondentes

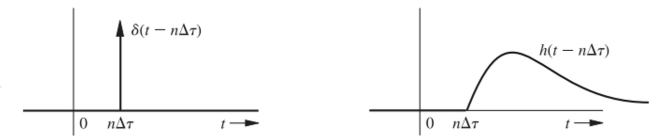
Entrada Saída

$\delta(t) \Rightarrow h(t)$



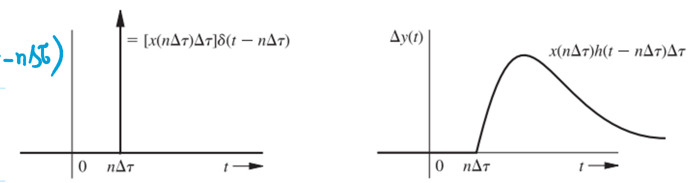
(c)

$\delta(t-n\Delta\tau) \Rightarrow h(t-n\Delta\tau)$



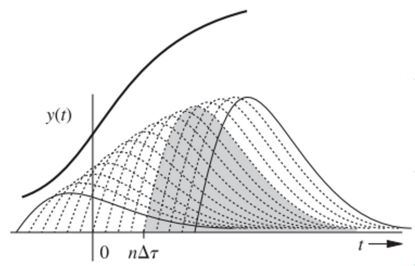
(d)

$[x(n\Delta\tau)\Delta\tau]\,\delta(t-n\Delta\tau) \Rightarrow [x(n\Delta\tau)\Delta\tau]\,h(t-n\Delta\tau)$



(e)

$$\underbrace{\lim_{\Delta\tau\to 0}\sum_{\tau} x(n\Delta\tau)\,\delta(t-n\Delta\tau)\,\Delta\tau}_{x(t)} \Rightarrow \underbrace{\lim_{\Delta\tau\to 0}\sum_{\tau} x(n\Delta\tau)\,h(t-n\Delta\tau)\,\Delta\tau}_{y(t)}$$



(f)

$$y(t) = \lim_{\Delta\tau\to 0}\sum_{\tau} x(n\Delta\tau)\,h(t-n\Delta\tau)\,\Delta\tau$$

$$\hookrightarrow y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)\,h(t-\tau)\,d\tau \qquad (\text{SLIT})$$

INTEGRAL DE CONVOLUÇÃO

$$y(t) = x(t) * h(t)$$