



**Universidade Federal de Uberlândia
Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações**

- Sinais e Sistemas 2 -

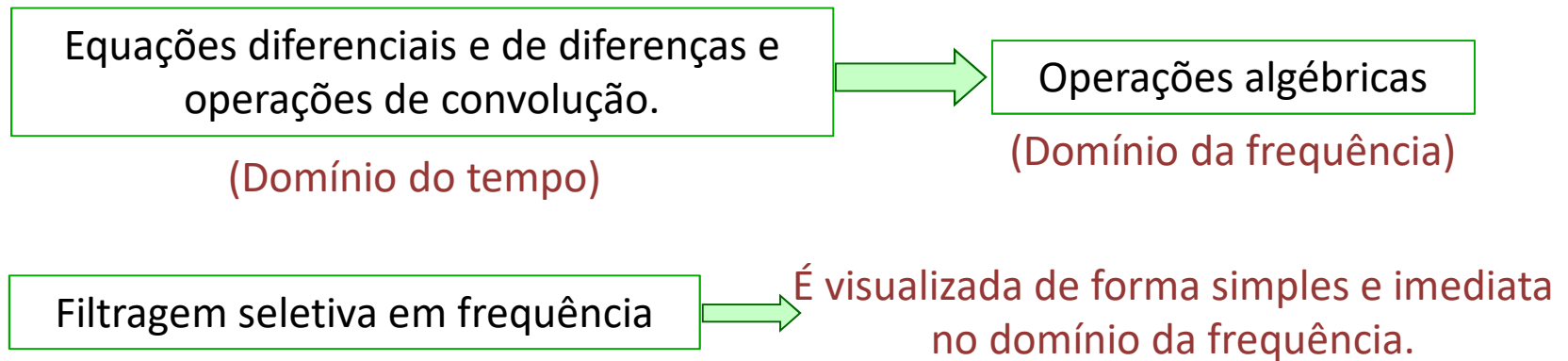
Capítulo 3*: Caracterização no tempo e na frequência dos sinais e sistemas

*baseado no capítulo 6 do livro “Sinais e Sistemas”, Oppenheim, A. V.; 2ª Edição.

Prof. Alan Petrônio Pinheiro

Introdução

- Vantagens análise por frequência



- TF representada como magnitude e fase em tempo discreto e contínuo

$$X(j\omega) = |X(j\omega)|e^{j\angle X(j\omega)}$$

$$X(e^{j\omega}) = |X(e^{j\omega})|e^{j\angle X(e^{j\omega})}$$

- Para sistemas:

$$Y(j\omega) = H(j\omega)X(j\omega)$$

$$Y(e^{j\omega}) = H(e^{j\omega})X(e^{j\omega})$$

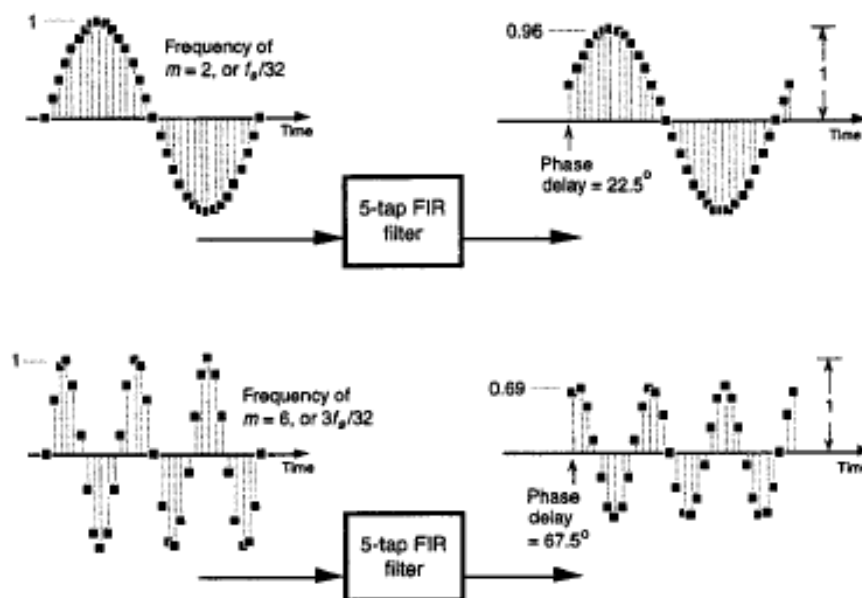
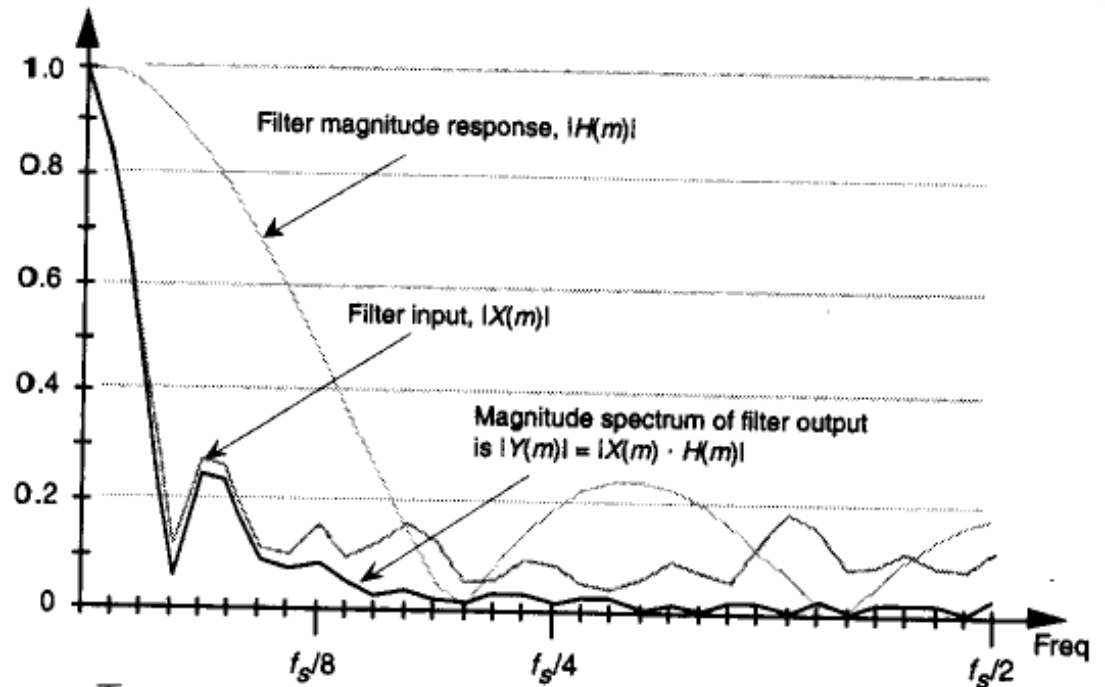
Temp. contí.

$$\left\{ \begin{array}{l} |Y(j\omega)| = |H(j\omega)||X(j\omega)| \\ \angle Y(j\omega) = \angle H(j\omega) + \angle X(j\omega) \end{array} \right.$$

- Relação

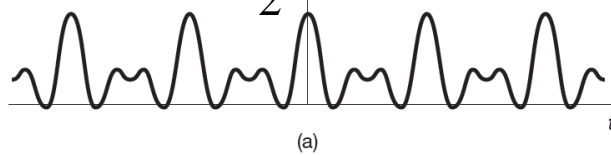
$$Y(j\omega) = H(j\omega)X(j\omega)$$

$$Y(e^{j\omega}) = H(e^{j\omega})X(e^{j\omega})$$

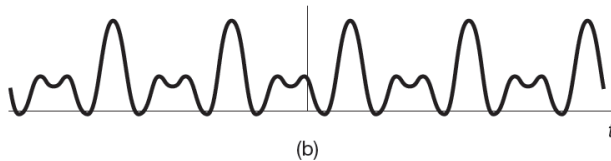


Fase de um sinal/sistema

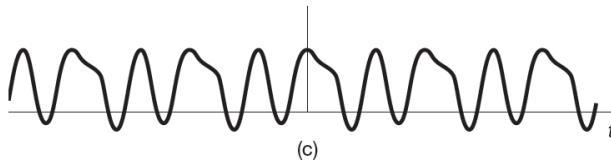
- As relações de fase possuem um efeito significativo sobre a natureza do sinal $x(t)$.
- Dependendo de qual seja a função dessa fase, pode-se obter sinais de aparência muito diferente, mesmo que a função de magnitude permaneça inalterada.
- Exemplo: $x(t) = 1 + \frac{1}{2} \cos(2\pi t + \phi_1) + \cos(4\pi t + \phi_2) + \frac{2}{3} \cos(6\pi t + \phi_3)$



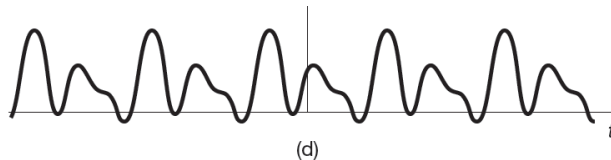
(a) $\phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = 0$.



(b) $\phi_1 = 4$ rad,
 $\phi_2 = 8$ rad,
 $\phi_3 = 12$ rad.



(c) $\phi_1 = 6$ rad,
 $\phi_2 = -2,7$ rad,
 $\phi_3 = 0,93$ rad.



(d) $\phi_1 = 1,2$ rad,
 $\phi_2 = 4,1$ rad,
 $\phi_3 = -7,02$ rad.



- $|H(f)|$ = “Ganho” do sistema (ponderação da magnitude)
- $\angle H(j\omega)$ = deslocamento de fase

- Fase linear

- Exemplo:

$$|H(j\omega)| = 1, \quad \angle H(j\omega) = -\omega t_0$$

$$y(t) = x(t - t_0)$$

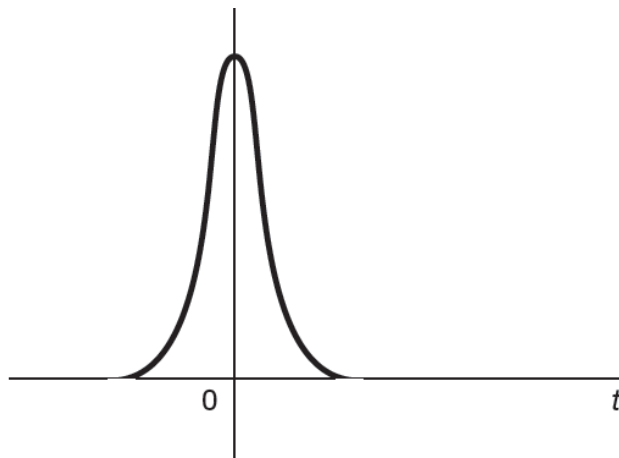
- Fase não-linear

- ✓ as componentes exponenciais complexas da entrada serão deslocadas resultando em uma mudança nas fases relativas.
 - ✓ O sinal obtido pode ser consideravelmente diferente do sinal de entrada.



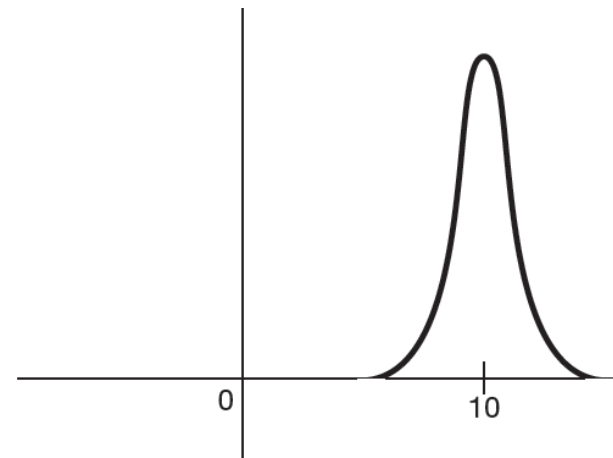
- ✓ Exemplo: considere um sinal $x(t)$ que é aplicado a sistemas com fase linear e não-linear mas todos com $|H(j\omega)|=1$:

Entrada $x(t)$



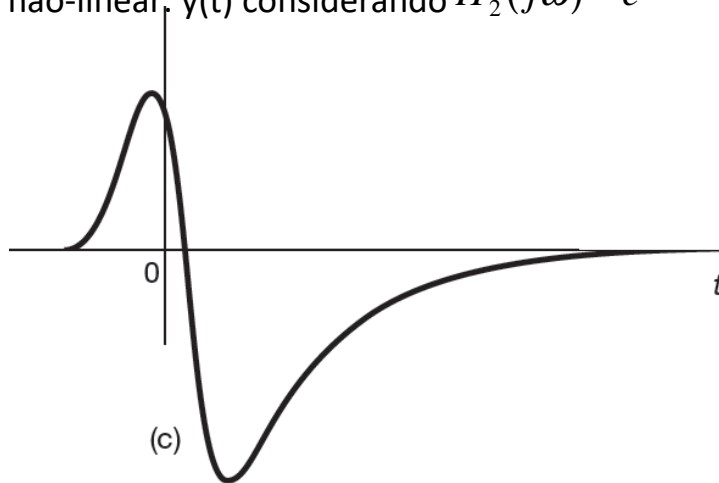
(a)

Fase linear: ver $y(t)$ considerando $H_1(j\omega) = e^{-j\omega n_0}$



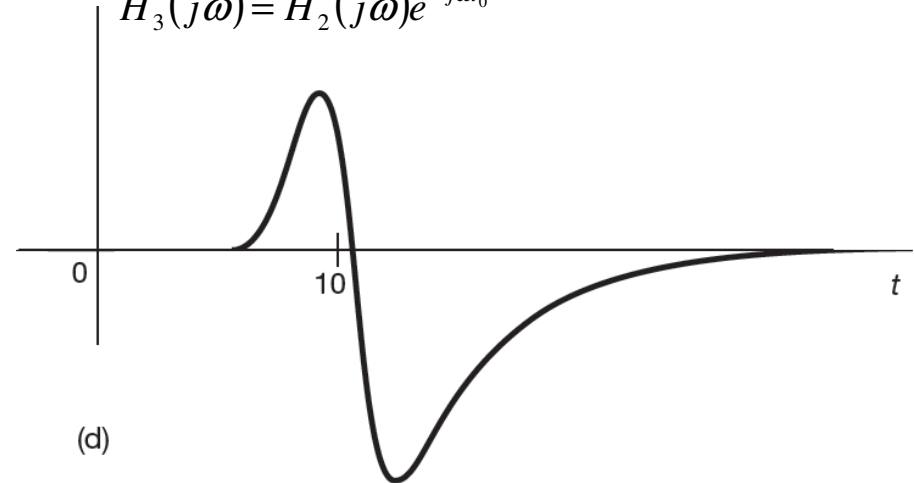
(b)

Fase não-linear: $y(t)$ considerando $H_2(j\omega) = e^{j\angle H_2(j\omega)}$



(c)

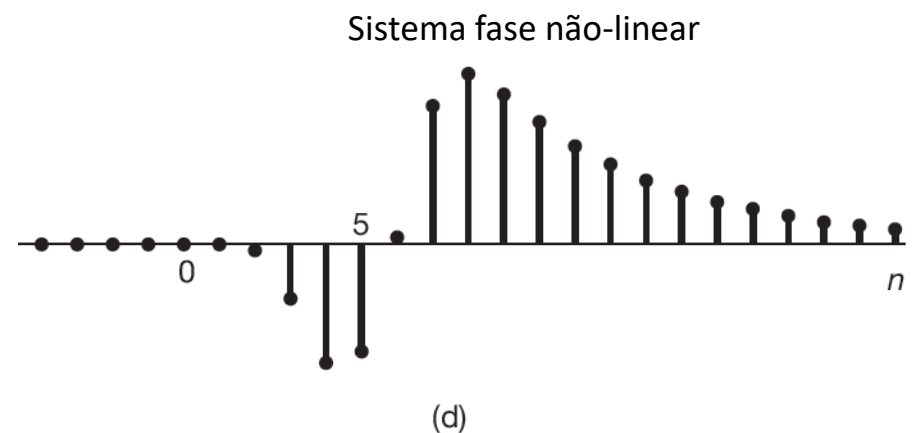
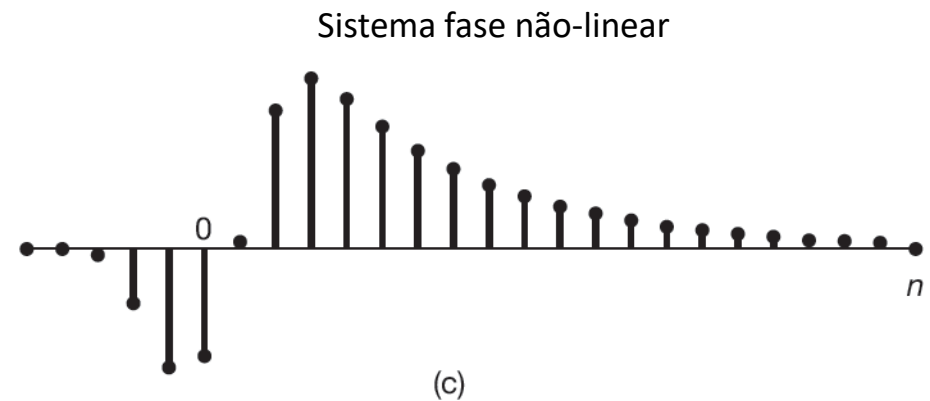
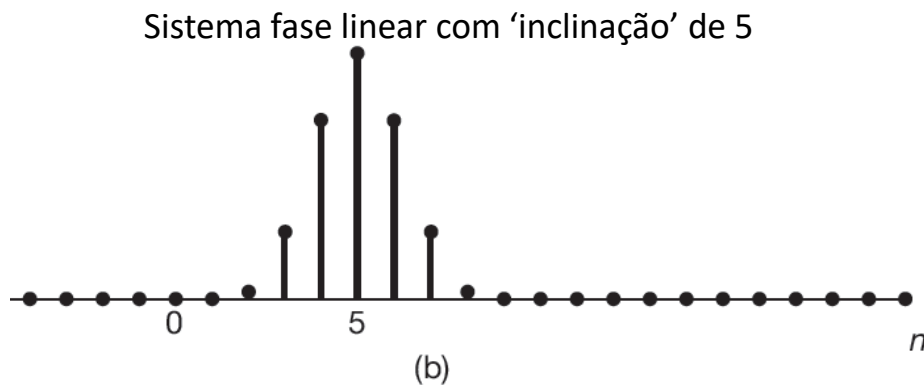
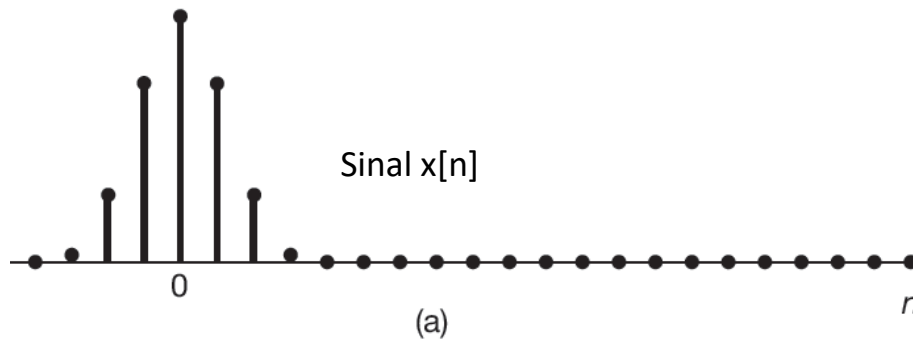
$H_3(j\omega) = H_2(j\omega)e^{-j\omega n_0}$



(d)

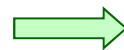


- ✓ Exemplo no caso discreto: considere um sinal $x(n)$ que é aplicado a sistemas com fase linear e não linear mas todos com $|H(j\omega)|=1$:

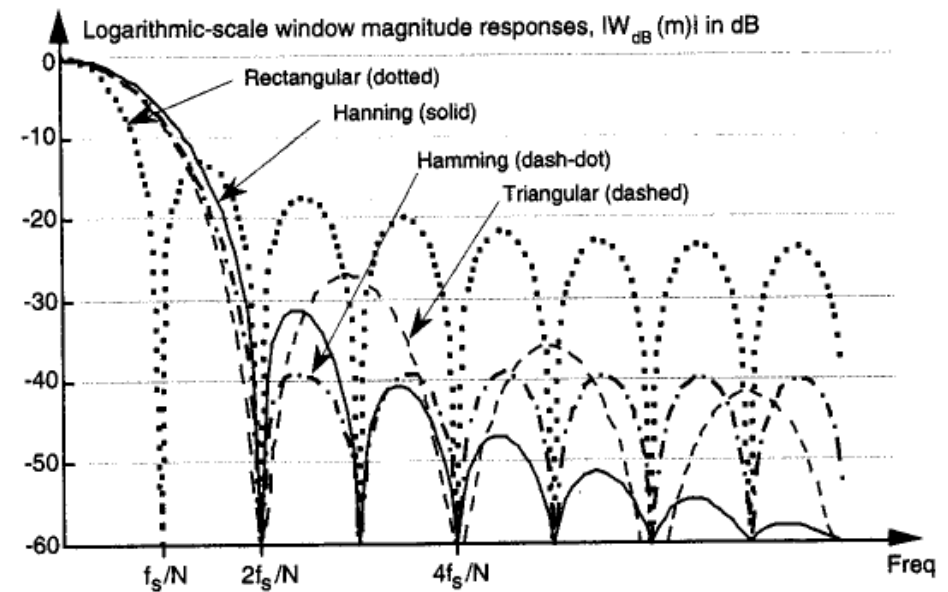
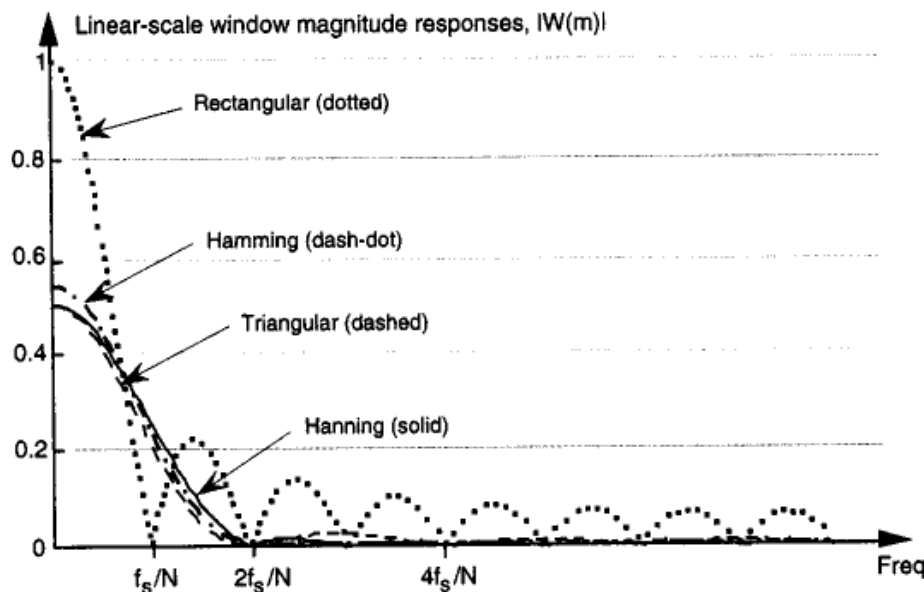


Representação gráfica

- Representação em escala logarítmica
 - ‘Zoom’ nos detalhes


 $20 \log_{10}(x)$
 Decibéis (dB)

Escala dB	Escala linear 10.Log	Escala linear 20.Log
40	10.000 (ou 10^4)	100
30	1.000 (ou 10^3)	~ 31.6
20	100 (ou 10^2)	10
10	10 (ou 10^1)	~ 3.1
6	~ 4 (ou $\sim 2^{+2}$)	~ 2
3	~ 2 (ou $\sim 2^{+1}$)	~ 1.4
0	1	1
-3	~ 0.5 (ou $\sim 2^{-1}$)	~ 0.7
-6	~ 0.25 (ou $\sim 2^{-2}$)	~ 0.5
-10	0.1	0.316
-20	0.01	0.1
-30	0.001	0.0316
-40	0.0001	0.01



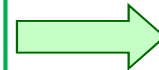
- Facilitação de cálculos

$$Y(j\omega) = H(j\omega)X(j\omega)$$

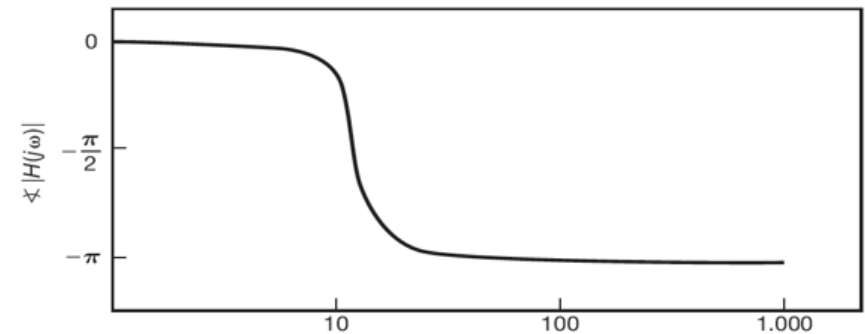
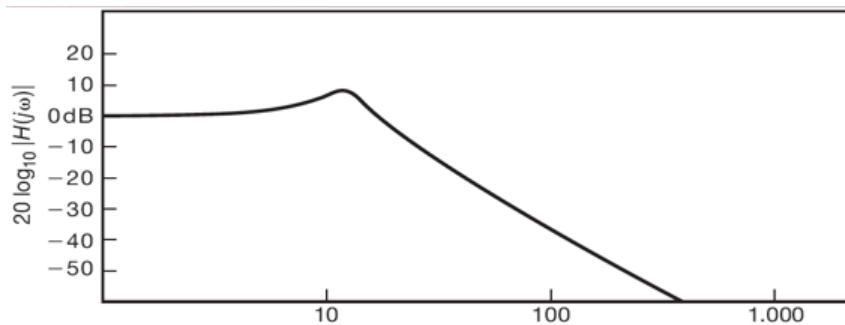
$$\log|Y(j\omega)| = \log|H(j\omega)| + \log|X(j\omega)|$$

- Diagramas de Bode

Gráficos de $20 \log_{10}|H(j\omega)|$ e $\angle H(j\omega)$ em função de $\log_{10}(\omega)$



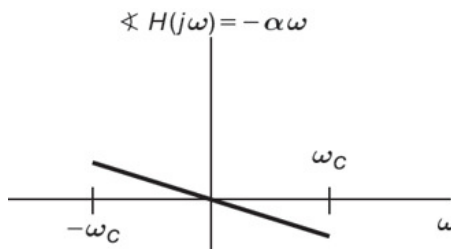
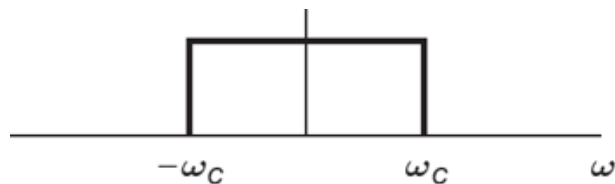
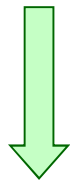
Diagramas de Bode



Propriedade no domínio do tempo dos filtros ideais

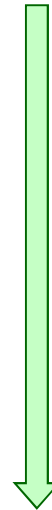
Tempo contínuo:

$$H(j\omega) = \begin{cases} 1 & |\omega| \leq \omega_c \\ 0 & |\omega| > \omega_c \end{cases}$$



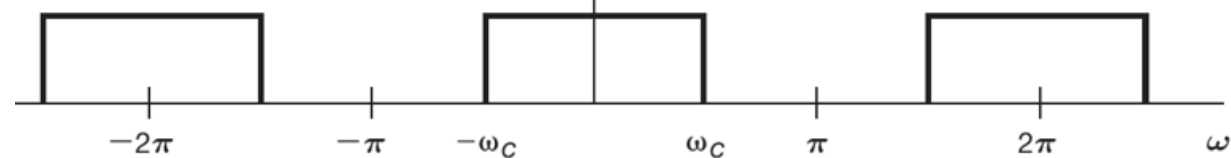
Tempo discreto:

$$H(e^{j\omega}) = \begin{cases} 1 & |\omega| \leq \omega_c \\ 0 & \omega_c < |\omega| \leq \pi \end{cases}$$



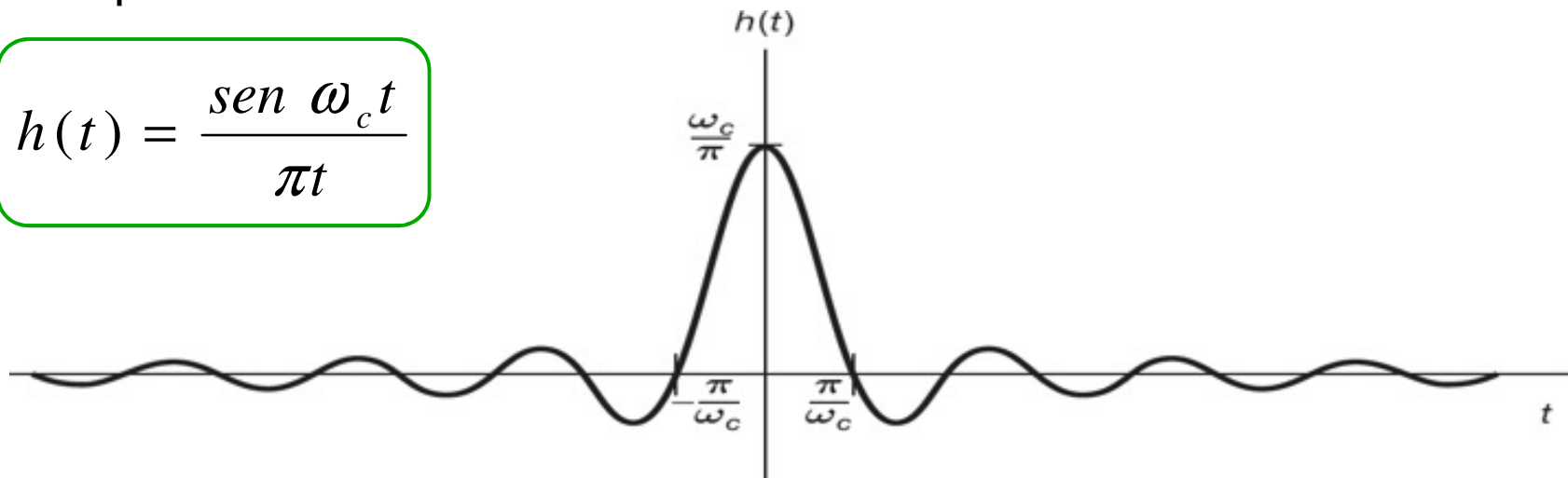
Esses filtros possuem:

- ✓ Pefeita seletividade em frequência.
- ✓ Fase nula (sem distorção).



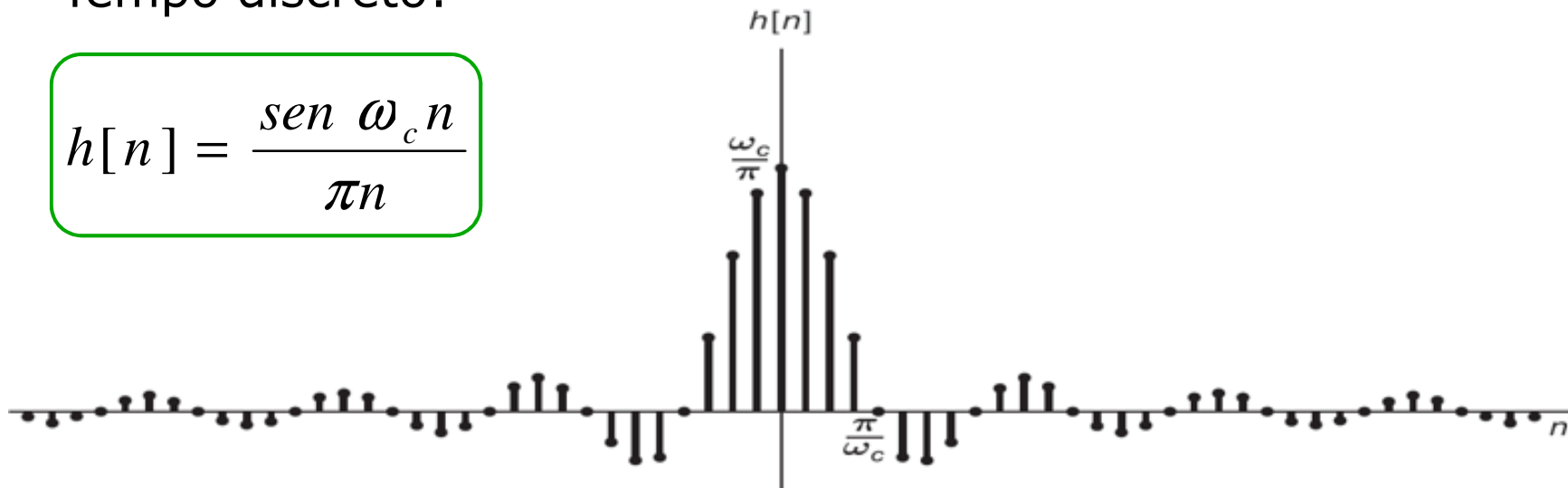
Tempo contínuo:

$$h(t) = \frac{\text{sen } \omega_c t}{\pi t}$$

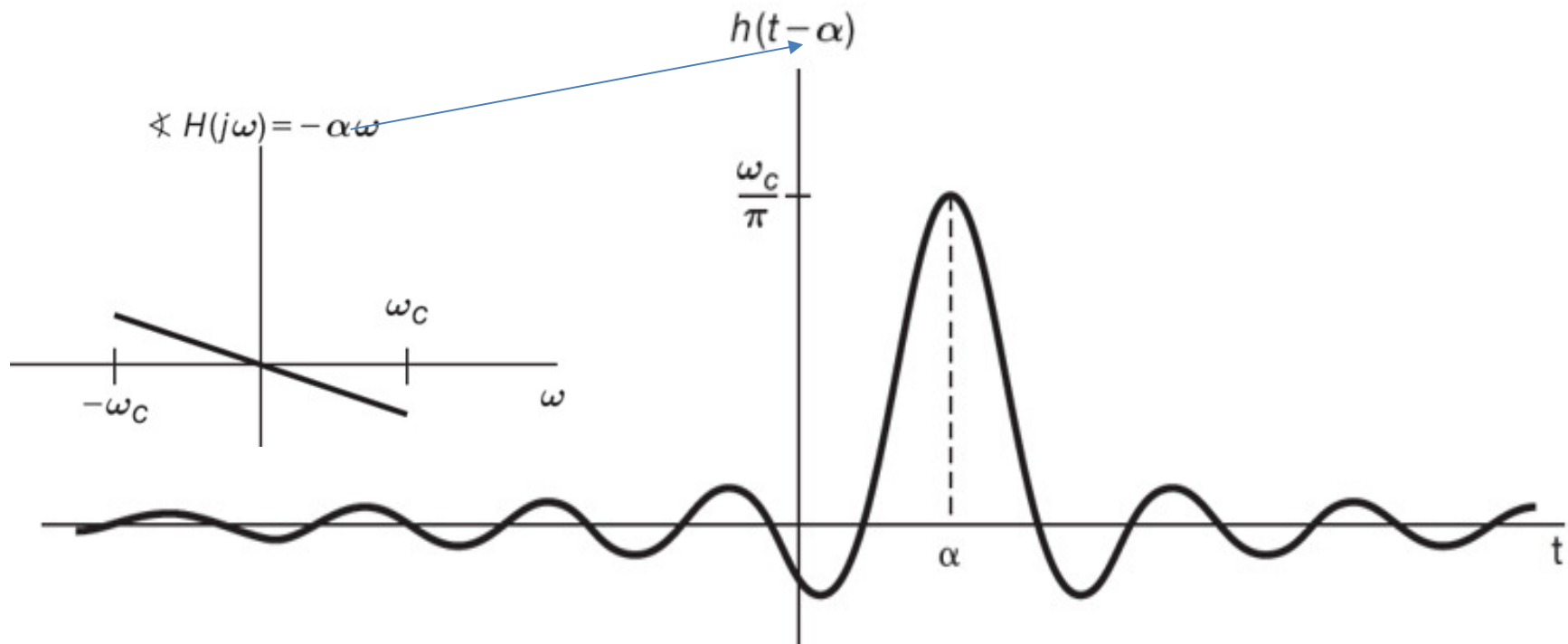


Tempo discreto:

$$h[n] = \frac{\text{sen } \omega_c n}{\pi n}$$



- Acréscimo fase (linear) ao filtro

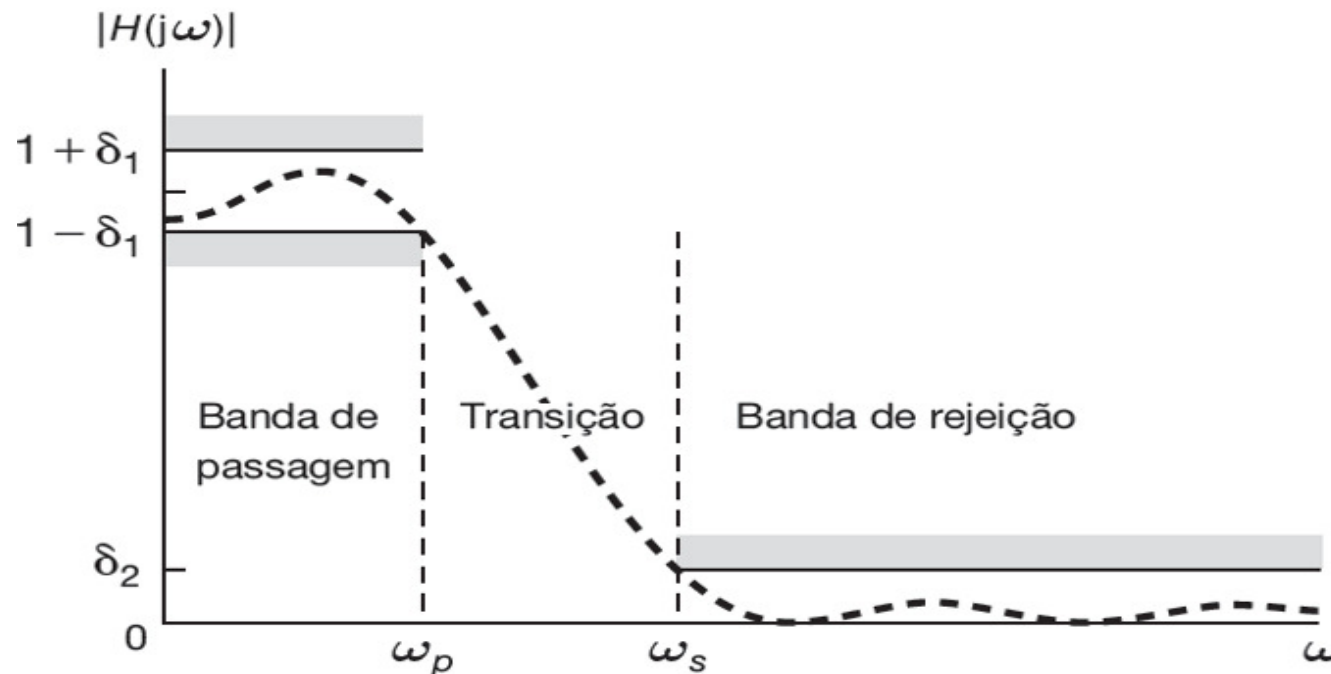


- Observação:
 - Só sistemas causais

$$h[n] = 0 \text{ para } n < 0 \quad \text{e} \quad h(t) = 0 \text{ para } t < 0$$

- Dificuldade em implementar filtros ideais

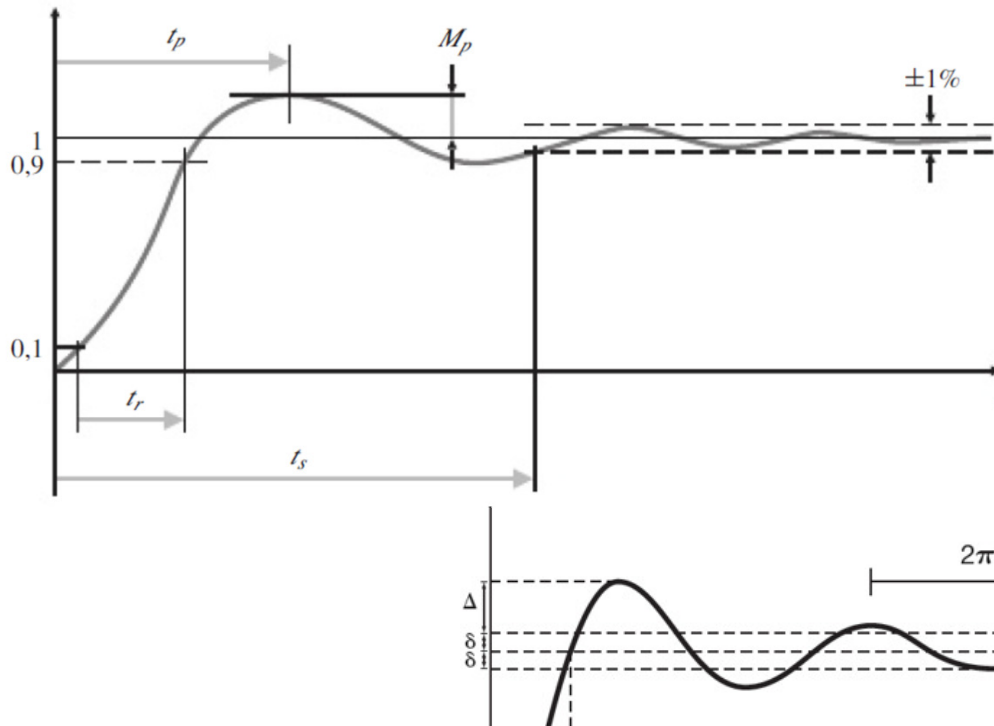
- Limites de tolerância:



ω_p	→	Frequência da banda de passagem
ω_s	→	Frequência de corte (ou limite) da banda de rejeição
$[\omega_p, \omega_s]$	→	Banda de Transição
δ_1	→	Desvio permitido na faixa de passagem
δ_2	→	Desvio permitido na faixa de rejeição
ω_c	→	Frequência de corte (-3dB)



- Pode haver também algumas especificações no domínio do tempo para o filtro:



$$t_r \cong \frac{1,8}{\omega_n}$$

$$t_s = \frac{4,6}{\zeta \omega_n} = \frac{4,6}{\sigma}$$

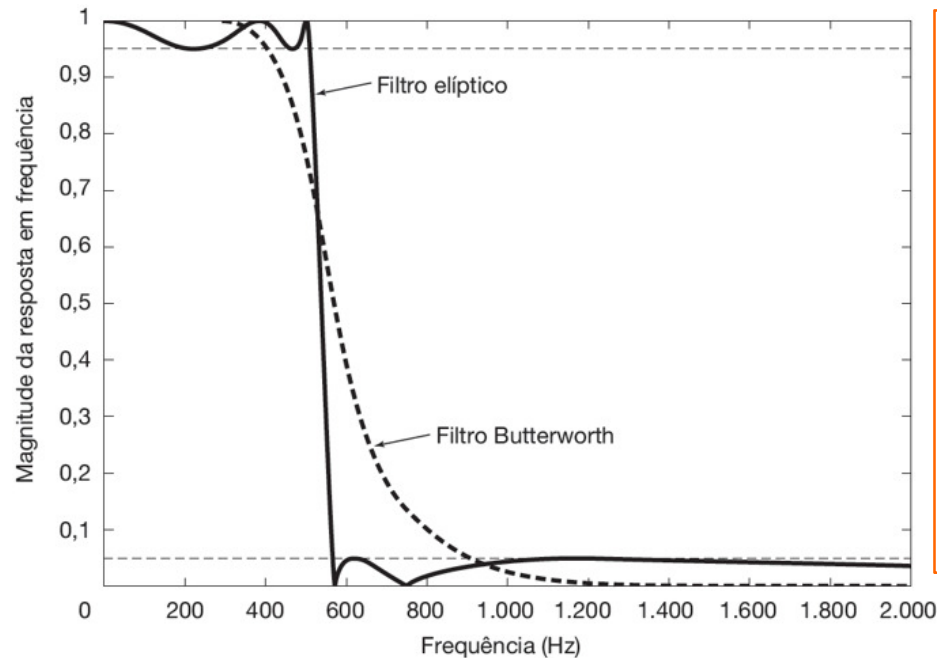
$$t_p = \frac{\pi}{\omega_d}$$

$$M_p = e^{-\pi\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}}, \quad 0 \leq \zeta < 1$$

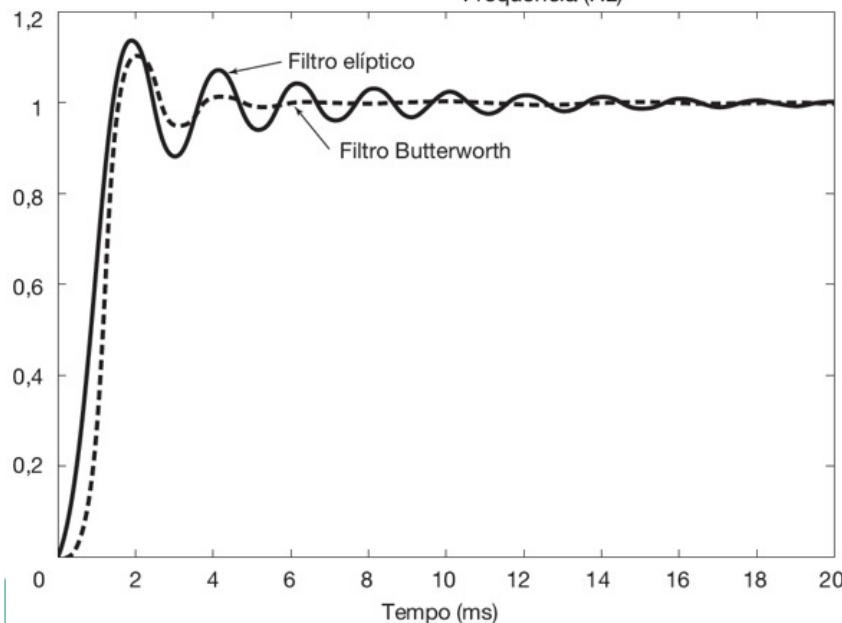
- t_r → Tempo de subida: intervalo no qual a resposta ao degrau eleva-se até alcançar seu valor final.
- Δ/M_p → Sobressinal em relação ao valor final da resposta ao degrau
- ω_r → Frequência de oscilação amortecida
- t_s → Tempo de acomodação: tempo necessário para a resposta ao degrau permanecer dentro de uma tolerância especificada dentro do seu valor final.



• Exemplo:



- ✓ Ondulação na banda de passagem = 0,05
- ✓ Ondulação na banda de rejeição = 0,05
- ✓ Banda de transição: Região em torno da frequência de corte (500Hz) em que $|H(j\omega)|$ nem está dentro da faixa de 0,05 da magnitude unitária, nem dentro da faixa de 0,05 da magnitude zero.



Preço pago pela banda de transição estreita do filtro elíptico



A oscilação na resposta ao degrau é mais proeminente.

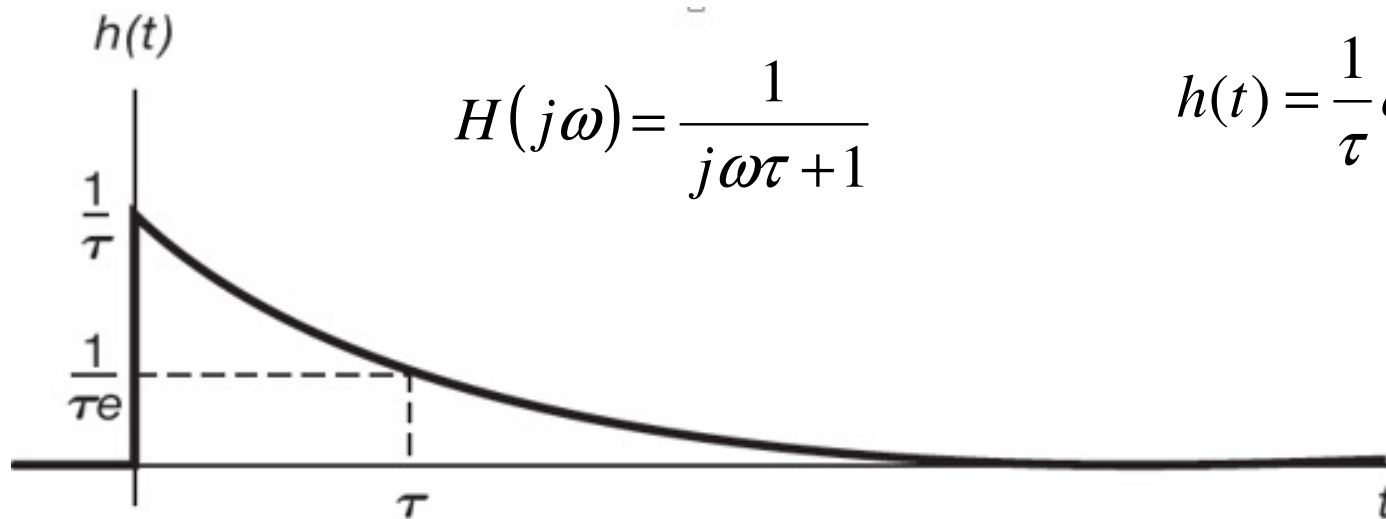
Sistemas de 1ª e 2ª ordem de tempo contínuo

- **1ª ordem**

- EDO usual:

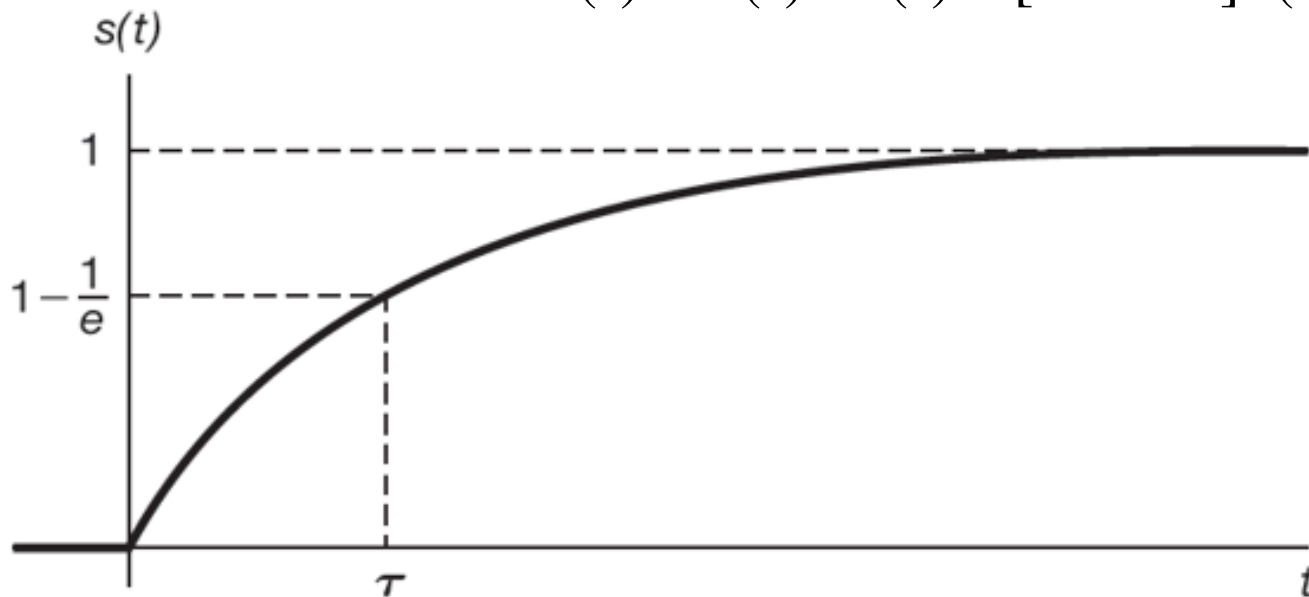
$$\tau \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = x(t)$$

- Sistemas de ordem mais elevada: combinação de sistemas de ordem menor (uma ou duas)



A resposta ao degrau do sistema é:

$$s(t) = h(t) * u(t) = [1 - e^{-t/\tau}]u(t)$$



Parâmetro τ = Constante de tempo do sistema (controla a taxa em que o sistema de primeira ordem responde)

Por exemplo, em $t = \tau$:

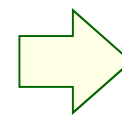
- $h(t)$ atinge $1/e$ do seu valor em $t = 0$;
- $s(t)$ está a $1/e$ do seu valor final.

Portanto, a medida que τ é diminuído, a resposta ao impulso cai mais bruscamente e o tempo de subida da resposta ao degrau torna-se mais curto (sobe mais rapidamente para seu valor final).



- Resposta em frequência
 - Diagrama de Bode

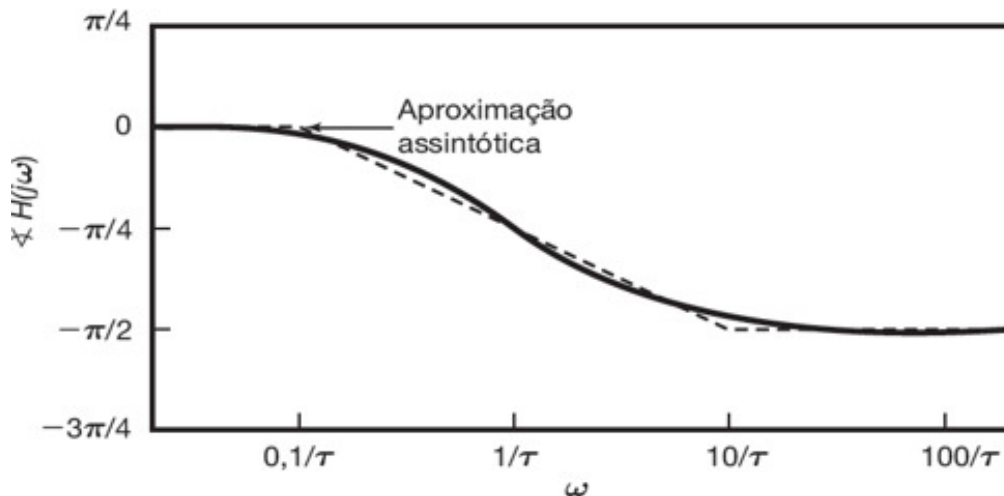
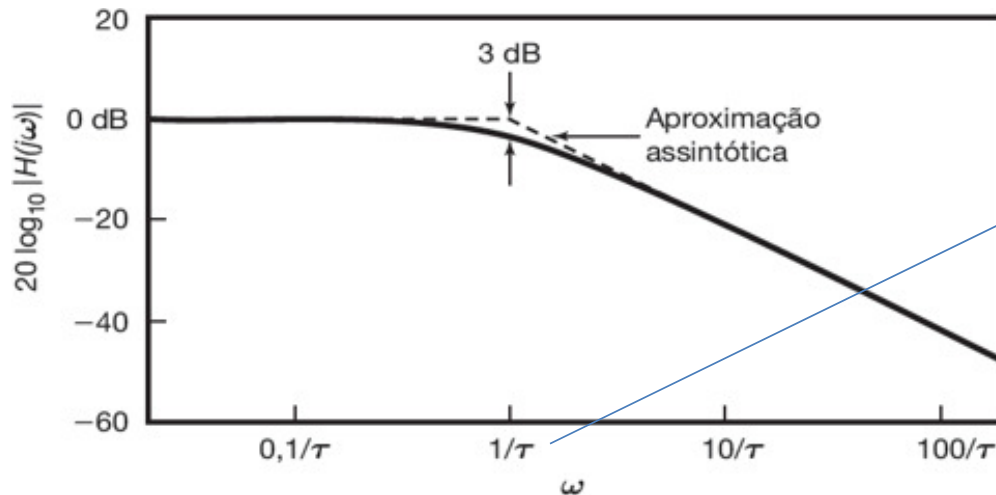
$$H(j\omega) = \frac{1}{j\omega\tau + 1} \quad h(t) = \frac{1}{\tau} e^{-t/\tau} u(t)$$



$$= 20 \log_{10} |H(j\omega)|$$

$$= -10 \log_{10} [(\omega\tau)^2 + 1]$$

$\omega = 1/\tau \Rightarrow \text{Mag} = -3\text{dB}$



$$20 \log_{10} |H(j\omega)| = \begin{cases} 0, & \text{para } \omega \ll 1/\tau \\ -20 \log_{10} \omega - 20 \log_{10} \tau & \text{para } \omega \gg 1/\tau \end{cases}$$

Relação tempo-frequência é inversa:

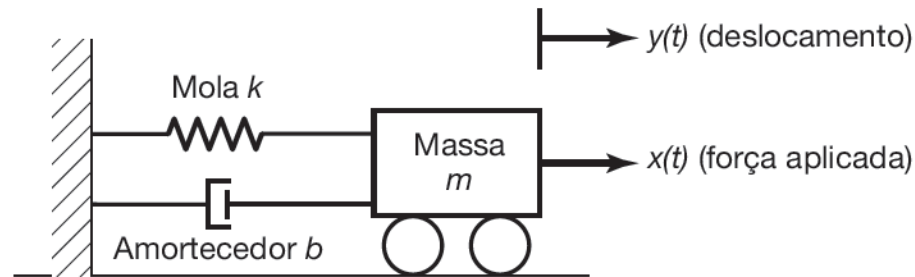
- ✓ Se diminuir τ diminui tempo subida
- ✓ Porém alargamos w_c

• 2ª ordem

– EDO usual:

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 2\zeta\omega_n \frac{dy(t)}{dt} + \omega_n^2 y(t) = \omega_n^2 x(t)$$

– Exemplo:



$$m \frac{d^2 y(t)}{dt^2} = x(t) - ky(t) - b \frac{dy(t)}{dt}$$

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + \left(\frac{b}{m}\right) \frac{dy(t)}{dt} + \left(\frac{k}{m}\right) y(t) = \frac{1}{m} x(t)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad \zeta = \frac{b}{2\sqrt{km}}$$



- Resposta em frequência deste sistema de 2ª ordem é:

$$H(j\omega) = \frac{\omega_n^2}{(j\omega)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega) + \omega_n^2}$$

$$H(j\omega) = \frac{\omega_n^2}{(j\omega - c_1)(j\omega - c_2)}$$

$$c_1 = -\zeta\omega_n + \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}$$

$$c_2 = -\zeta\omega_n - \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}$$

ζ → Fator de amortecimento

ω_n → Frequência natural não amortecida



Para $\zeta \neq 1$, c_1 e c_2 são diferentes, e pode-se realizar uma expansão em frações parciais na forma

$$H(j\omega) = \frac{M}{j\omega - c_1} - \frac{M}{j\omega - c_2}$$

$$\text{com } M = \frac{\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}}$$

A resposta ao impulso correspondente para o sistema é:

$$h(t) = M \left[e^{c_1 t} - e^{c_2 t} \right] u(t)$$

Para $\zeta = 1$, então $c_1 = c_2 = -\omega_n$ e

$$H(j\omega) = \frac{\omega_n^2}{(j\omega + \omega_n)^2}$$

A resposta ao impulso correspondente para o sistema é:

$$h(t) = \omega_n^2 t e^{-\omega_n t} u(t)$$

Para $0 < \zeta < 1$ c_1 e c_2 são complexos

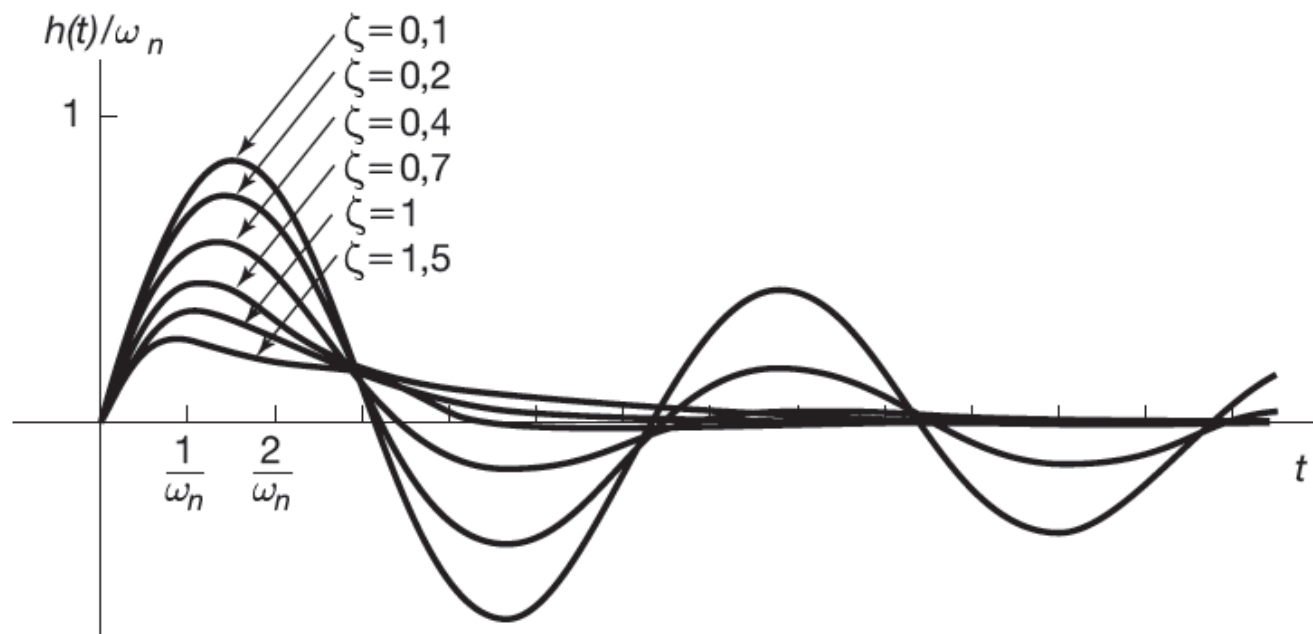
$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{\omega_n e^{-\zeta \omega_n t}}{2j\sqrt{1-\zeta^2}} \left\{ \exp \left[j \left(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} \right) t \right] - \exp \left[-j \left(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} \right) t \right] \right\} u(t) \\ &= \frac{\omega_n e^{-\zeta \omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \left[\sin \left(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} \right) t \right] u(t) \end{aligned}$$



Para $0 < \zeta < 1$ → O sistema de 2ª ordem tem uma resposta ao impulso com comportamento oscilatório amortecido. *Sistema Subamortecido*

Para $\zeta > 1$ → c_1 e c_2 são reais e negativos, e a resposta ao impulso é a diferença entre duas exponenciais decrescentes. *Sistema Superamortecido*

Para $\zeta = 1$ → $c_1 = c_2$ *Sistema Criticamente Amortecido*

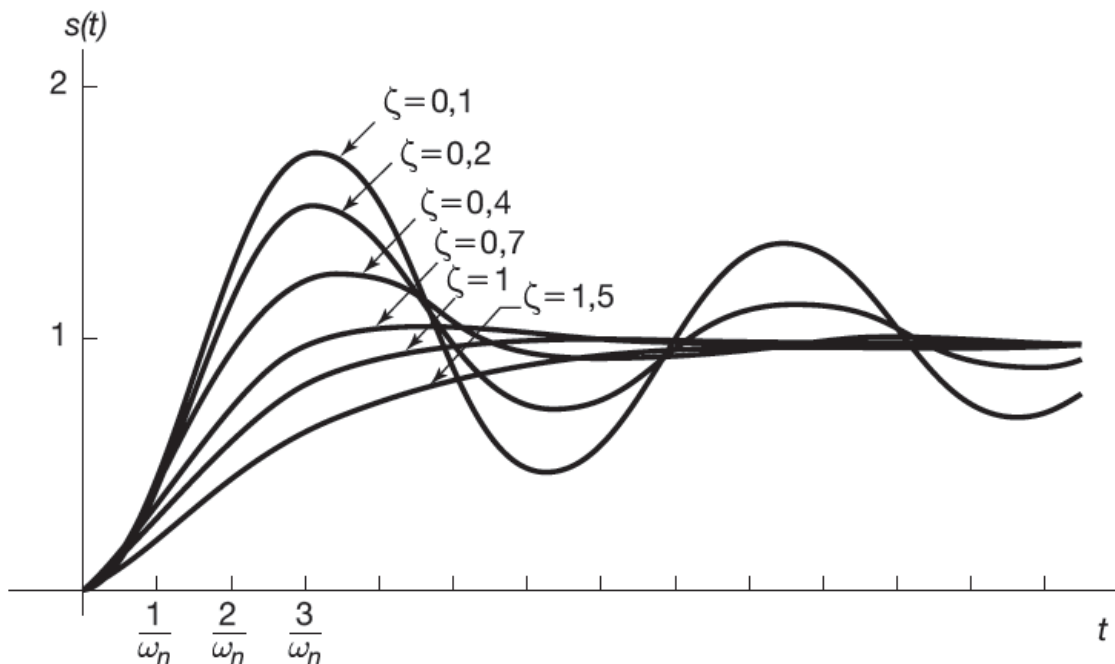


– Resposta ao degrau do sistema de 2ª ordem é:

$$s(t) = h(t) * u(t) = \left\{ 1 + M \left[\frac{e^{c_1 t}}{c_1} - \frac{e^{c_2 t}}{c_2} \right] \right\} u(t)$$

Para $\zeta = 1$, pode-se obter

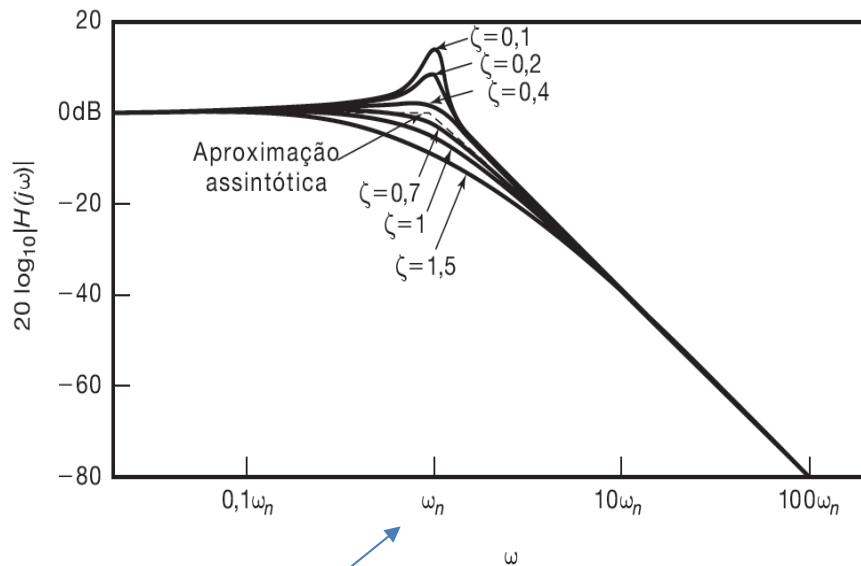
$$s(t) = \left[1 - e^{-\omega_n t} - \omega_n t e^{-\omega_n t} \right] u(t)$$



- **Quando subamortecido:** A resposta ao degrau apresenta **sobressinal** (*overshoot*) e **oscilações** (*ringing*)
- Para $\zeta = 1$: $s(t)$ tem a resposta mais rápida que é possível sem sobressinal e, portanto, tem o menor **tempo de acomodação**.
- O valor de ω_n basicamente controla a escala de tempo das respostas $h(t)$ e $s(t)$.
- ω_n é tradicionalmente chamado de **frequência natural não amortecida**



– Diagrama de Bode da resposta em frequência:



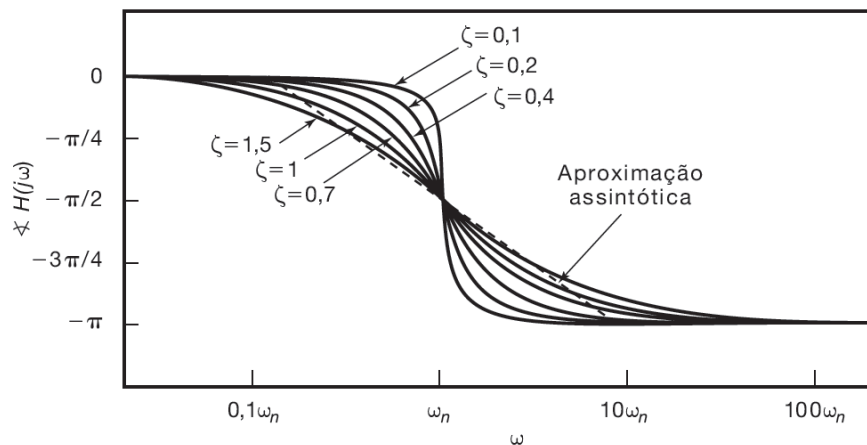
ω_n é conhecido como frequência de quebra/corte

$$20\log_{10}|H(j\omega)| = -10\log_{10}\left\{ \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \right]^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \right\}$$

$$20\log_{10}|H(j\omega)| = \begin{cases} 0, & \text{para } \omega \ll \omega_n \\ -40\log_{10}\omega + 40\log_{10}\omega_n & \text{para } \omega \gg \omega_n \end{cases}$$

- A assíntota de baixa frequência é a linha de 0 dB;
- A assíntota de alta frequência tem uma inclinação de -40 dB por década.

$|H(j\omega)|$ diminui 40 dB para cada aumento em ω de um fator 10.



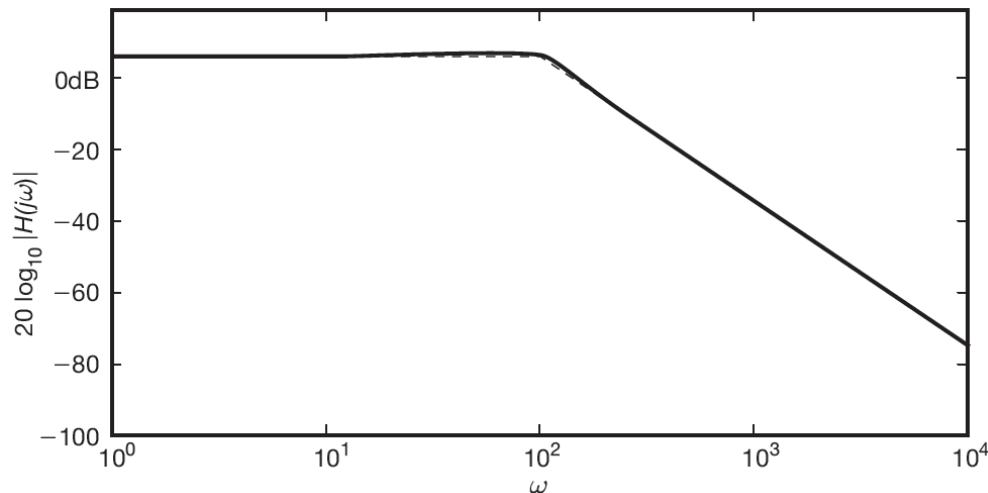
A aproximação é:

$$\angle H(j\omega) = -\operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{2\zeta(\omega/\omega_n)}{1 - (\omega/\omega_n)^2} \right)$$

$$\angle H(j\omega) = \begin{cases} 0, & \omega \leq 0,1\omega_n \\ -\frac{\pi}{2} \left(\log_{10}\left(\frac{\omega}{\omega_n} \right) + 1 \right), & 0,1\omega_n \leq \omega \leq 10\omega_n \\ -\pi, & \omega \geq 10\omega_n \end{cases}$$

Exemplo: obtenha o diagrama de Bode para a seguinte resposta em frequência:

$$H(j\omega) = \frac{2 \cdot 10^4}{(j\omega)^2 + 100j\omega + 10^4}$$



Linha sólida: diagrama de Bode real
gerado por computador para
 $20 \log_{10}|H(j\omega)|$

Linha tracejada: assíntotas

Sistemas de 1ª e 2ª ordem de tempo discreto

- Representação

- Tempo discreto:
$$\sum_{k=0}^N a_k y[n-k] = \sum_{k=0}^M b_k x[n-k]$$

- Frequência (razão polinômios $e^{-j\omega}$)

- **1ª ordem**

- Equação padrão:

$$y[n] - ay[n-1] = x[n] \quad \text{com } |a| < 1$$

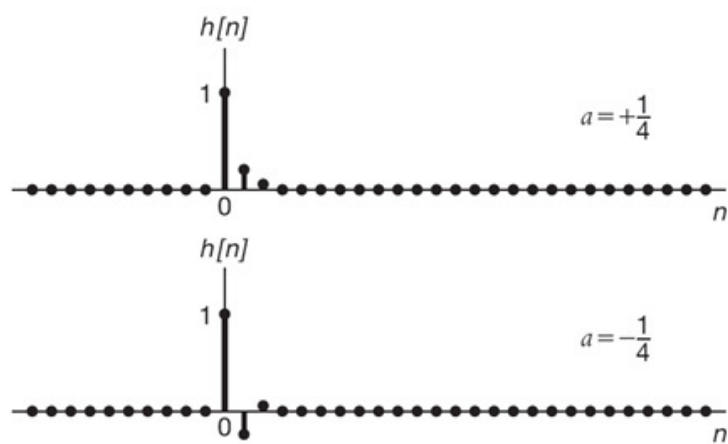
A resposta em frequência desse sistema é:

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{1 - ae^{-j\omega}}$$

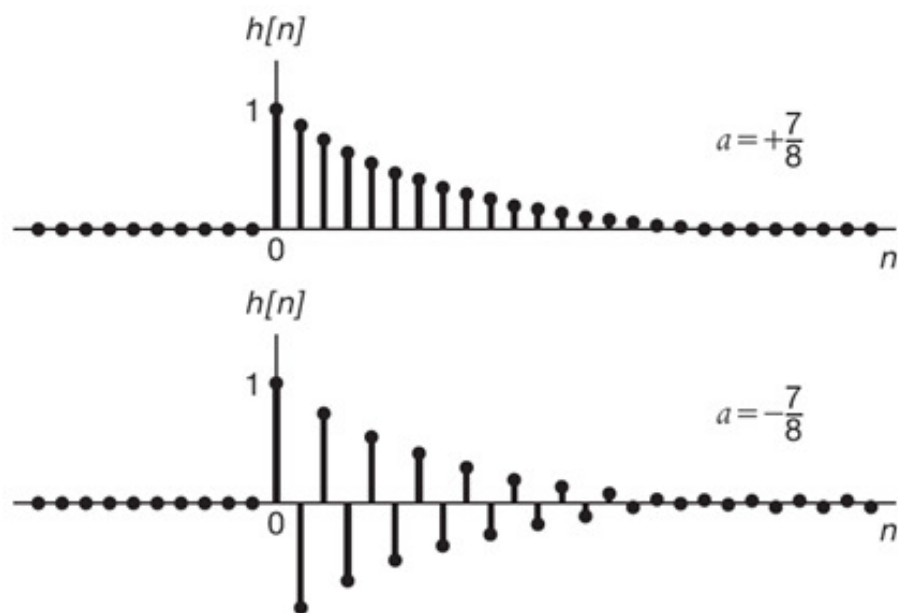
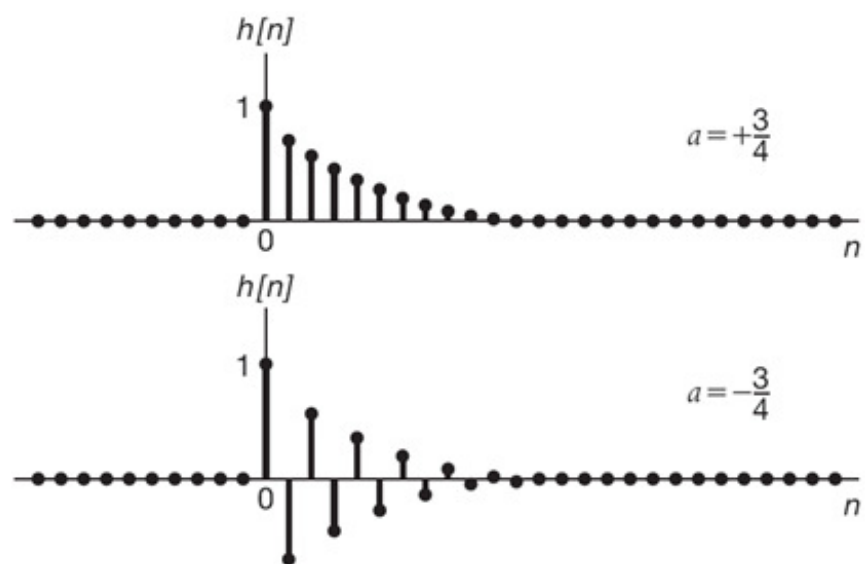
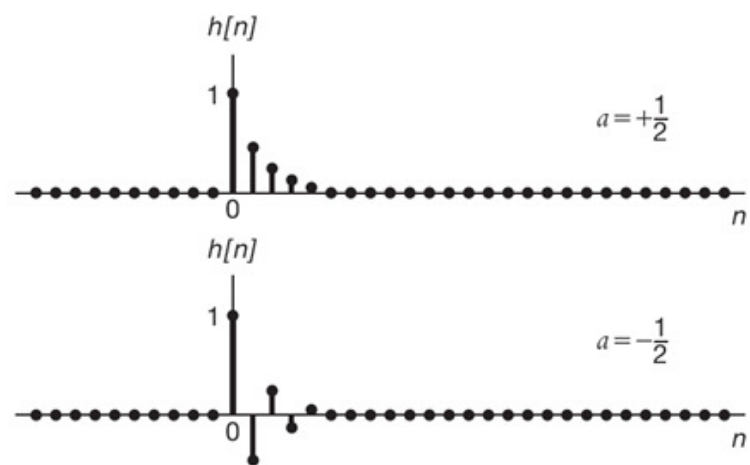
E sua resposta ao impulso é:

$$h[n] = a^n u[n]$$



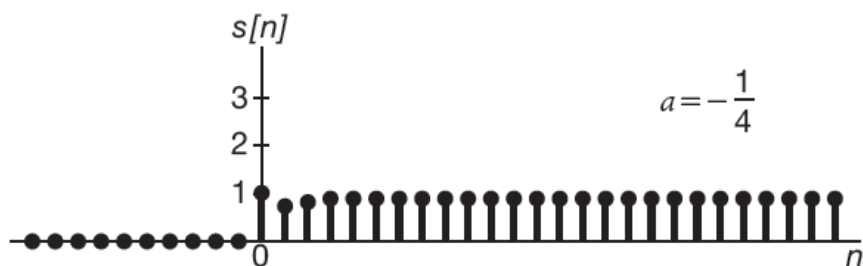
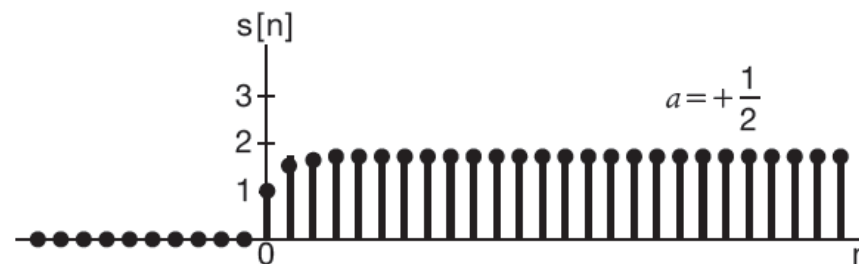
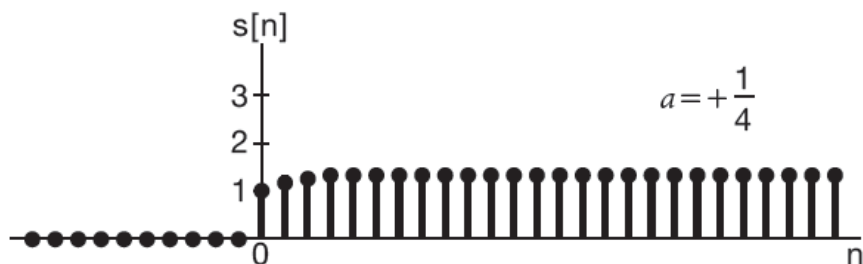


(a)

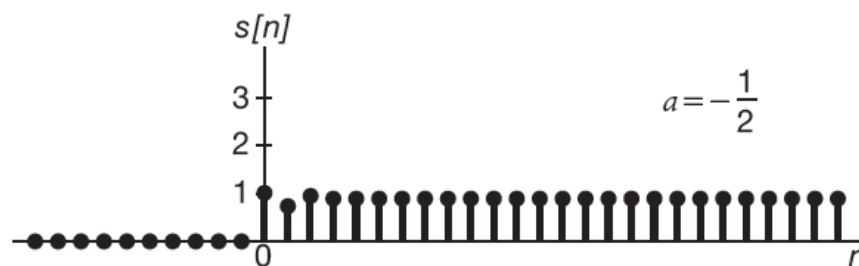


- A resposta ao degrau é:

$$s[n] = h[n] * u[n] = \frac{1 - a^{n+1}}{1 - a} u[n]$$

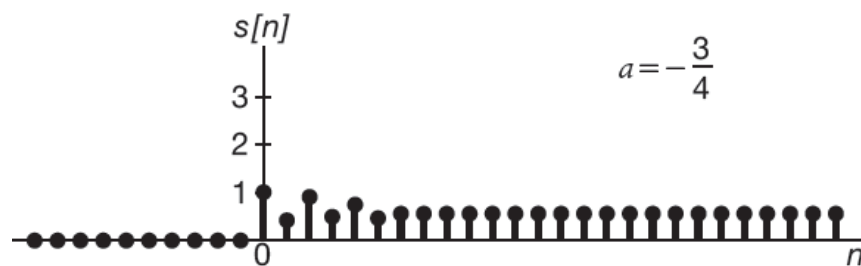
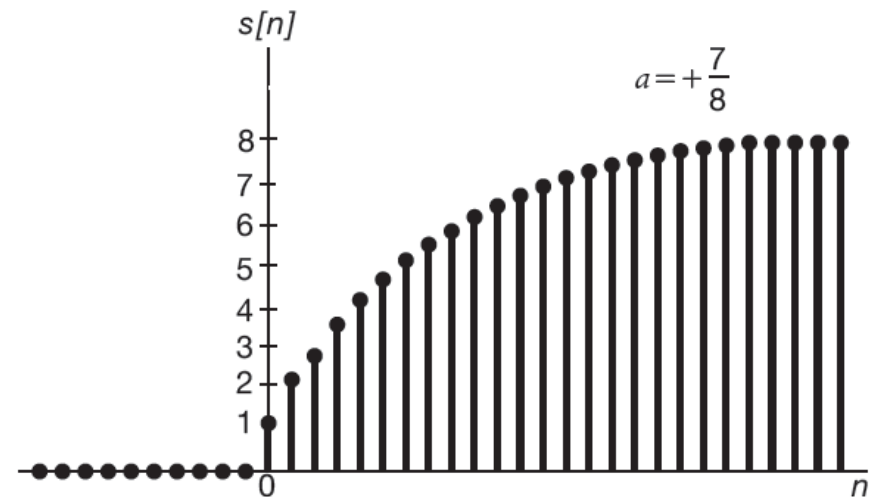
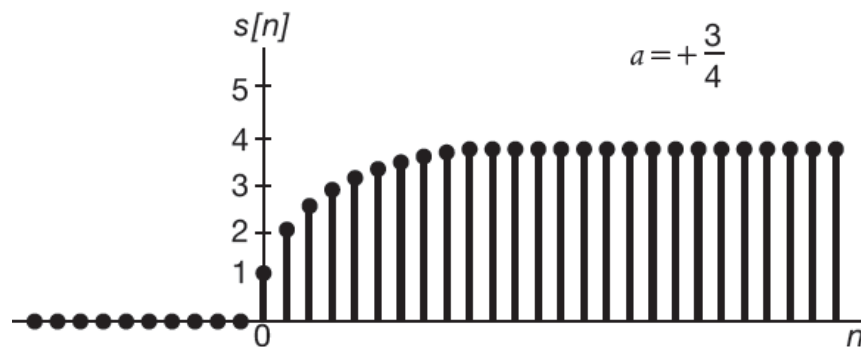


(a)

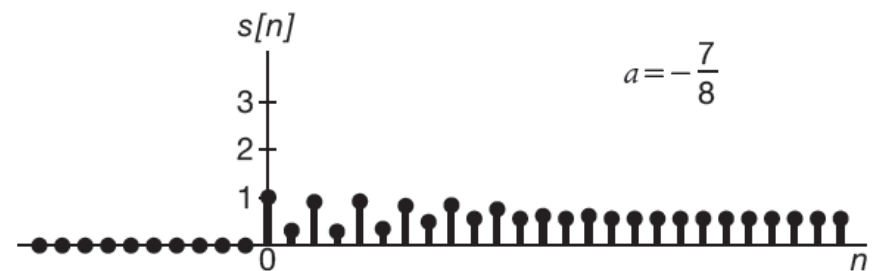


(b)





(c)

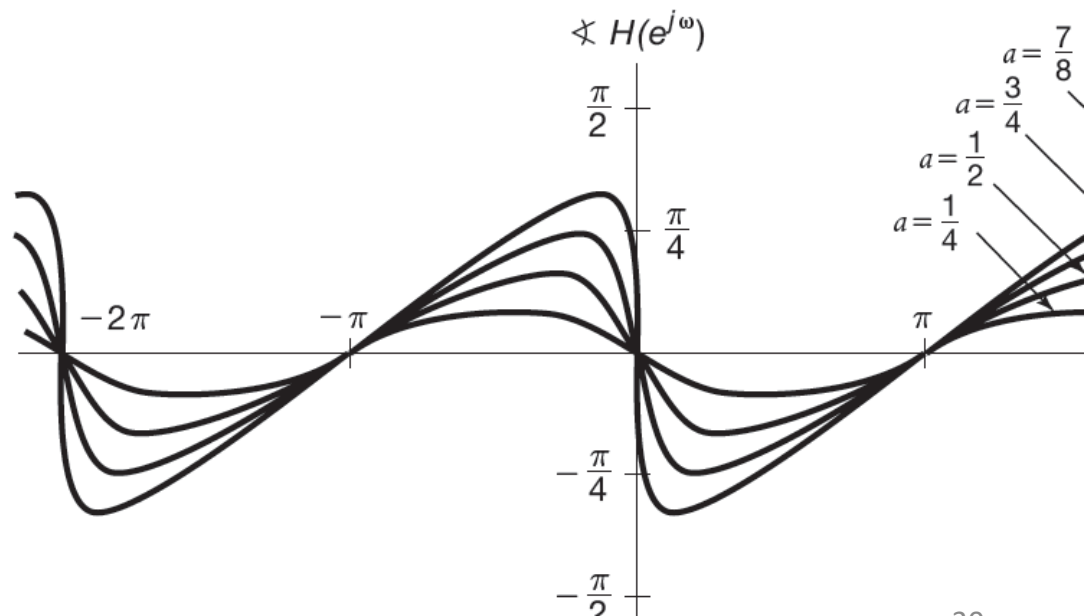
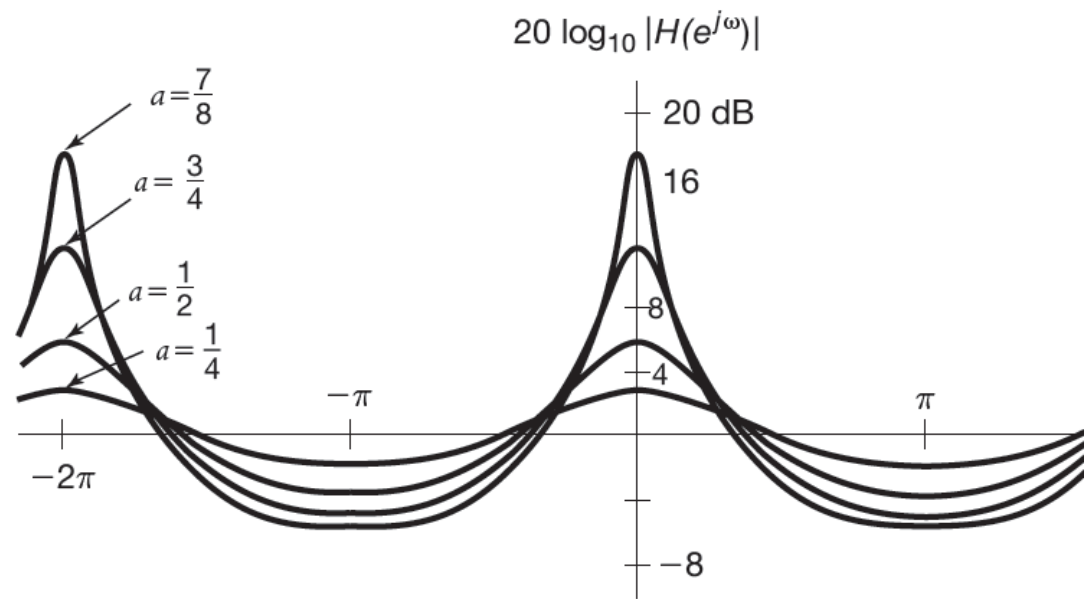


(d)

- ✓ $|a|$ determina a taxa com que o sistema de 1ª ordem responde.
- ✓ Para $|a|$ próximo de 1, essas respostas são mais lentas.

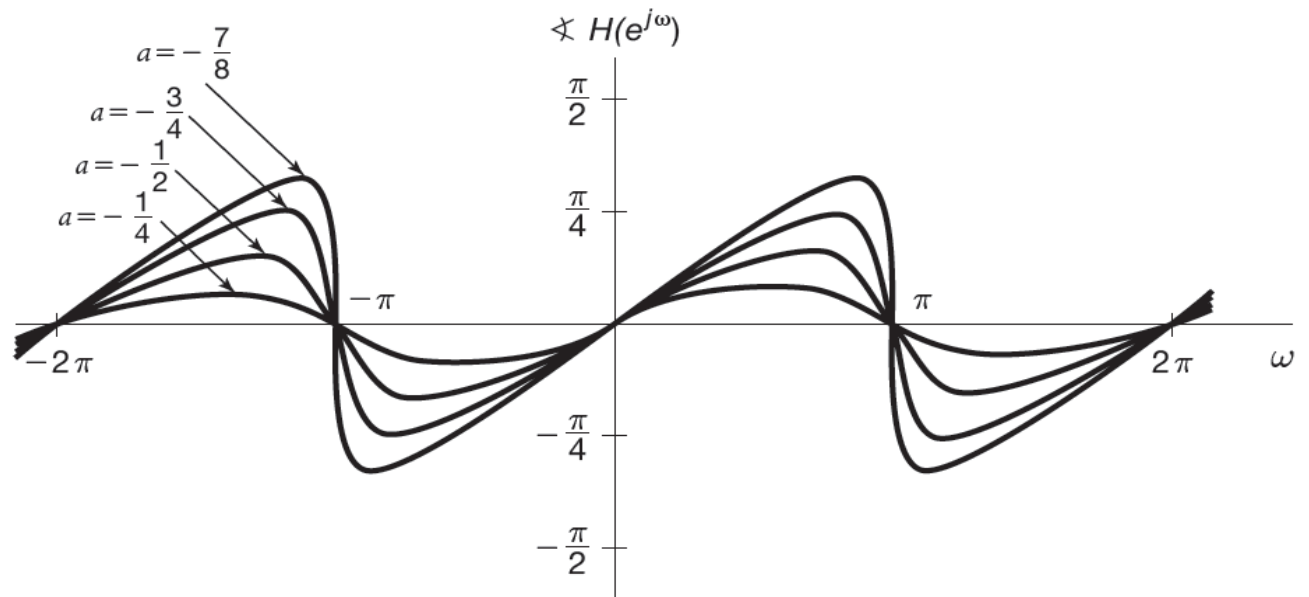
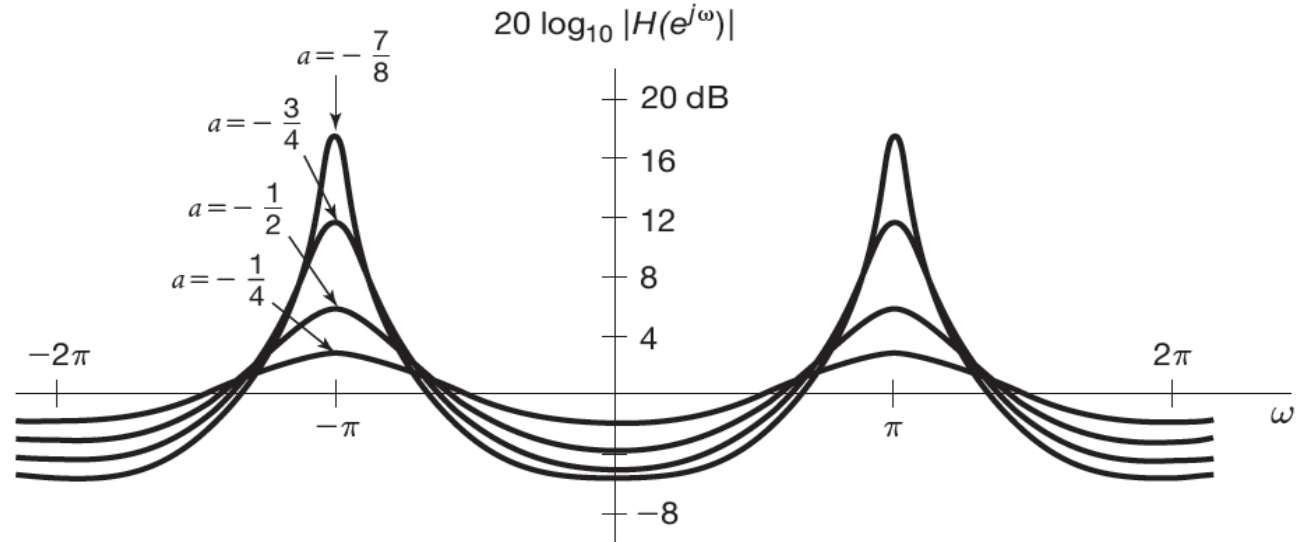
$$|H(e^{j\omega})| = \frac{1}{(1 + a^2 - 2a \cos \omega)^{1/2}}$$

$$\angle H(e^{j\omega}) = -\tan^{-1} \left[\frac{a \sin \omega}{1 - a \cos \omega} \right]$$



✓ Para $a > 0$, o sistema atenua altas frequências

✓ Quando $a < 0$, o sistema amplifica altas frequências



• 2ª ordem

– Equação modelo:

$$y[n] - 2r \cos \theta y[n-1] + r^2 y[n-2] = x[n]$$

com $0 < r < 1$ e $0 \leq \theta \leq \pi$.

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{1 - 2r \cos \theta e^{-j\omega} + r^2 e^{-j2\omega}}$$

Fatorando:

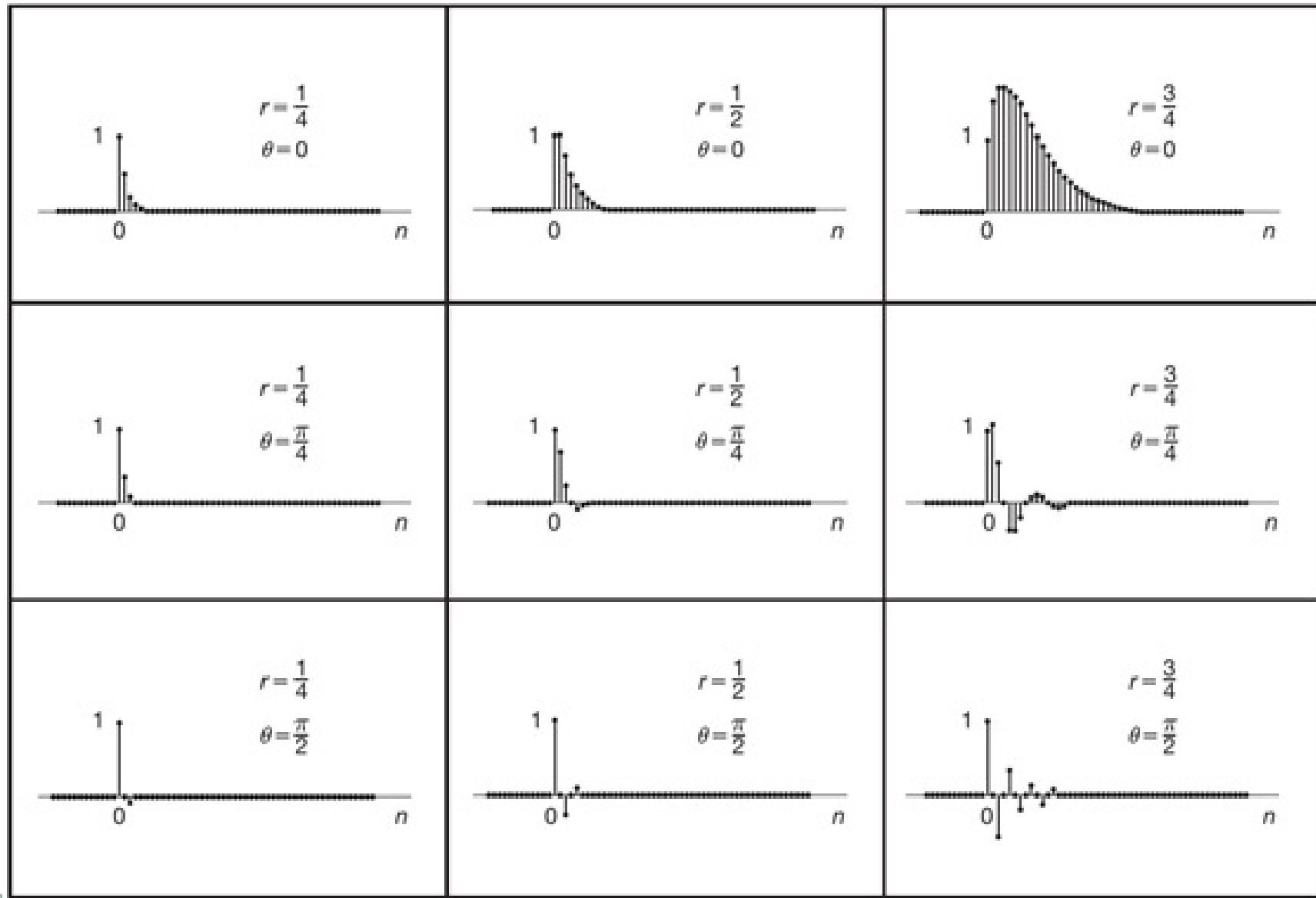
$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{[1 - (re^{j\theta})e^{-j\omega}][1 - (re^{-j\theta})e^{-j\omega}]} \Rightarrow H(e^{j\omega}) = \frac{A}{1 - (re^{j\theta})e^{-j\omega}} + \frac{B}{1 - (re^{-j\theta})e^{-j\omega}}$$
$$A = \frac{e^{j\theta}}{2j \sin \theta}, \quad B = \frac{e^{-j\theta}}{2j \sin \theta}$$

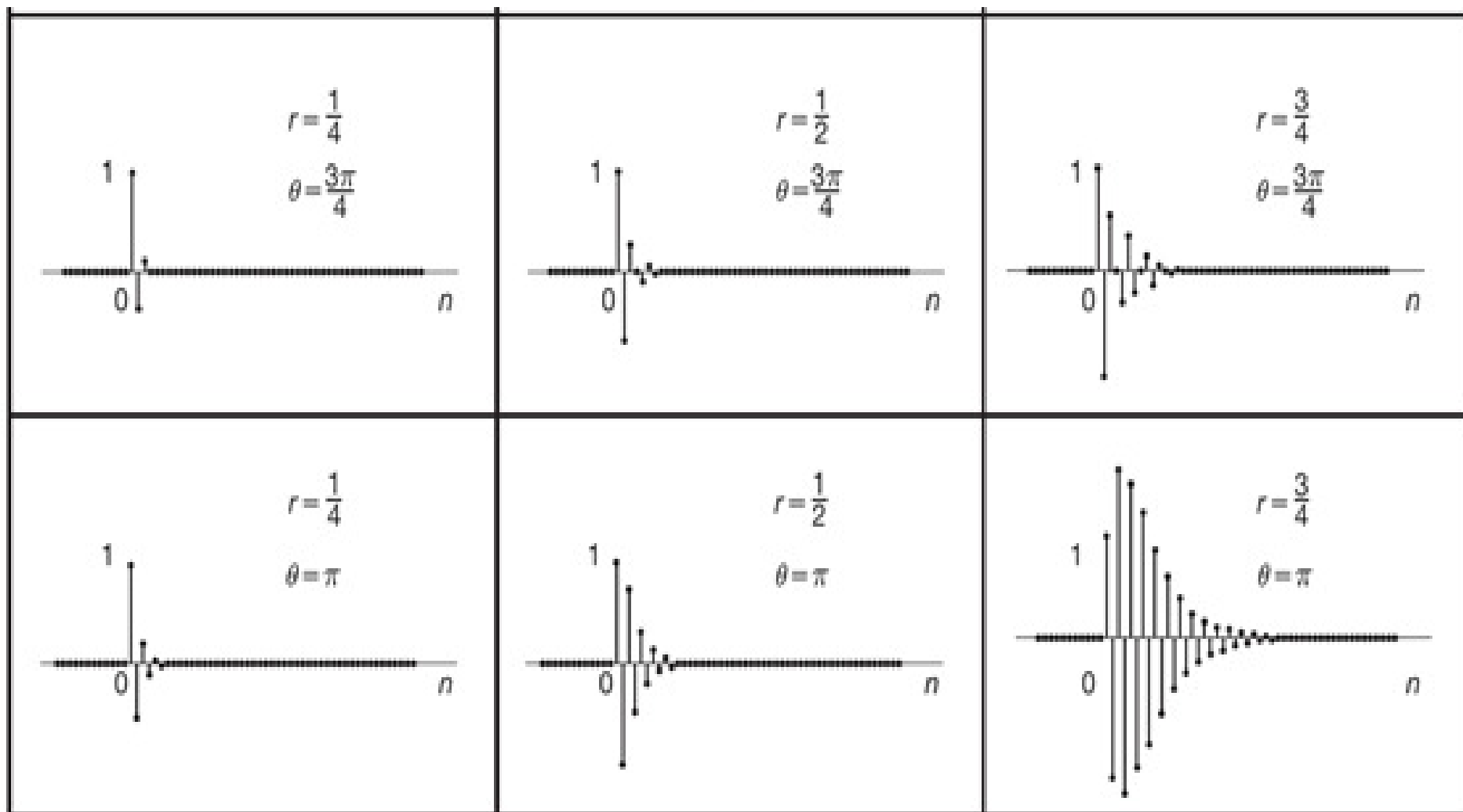
Também temos que:

$$h[n] = [A(re^{j\theta})^n + B(re^{-j\theta})^n]u[n] \Rightarrow h[n] = r^n \frac{\sin[(n+1)\theta]}{\sin \theta} u[n]$$



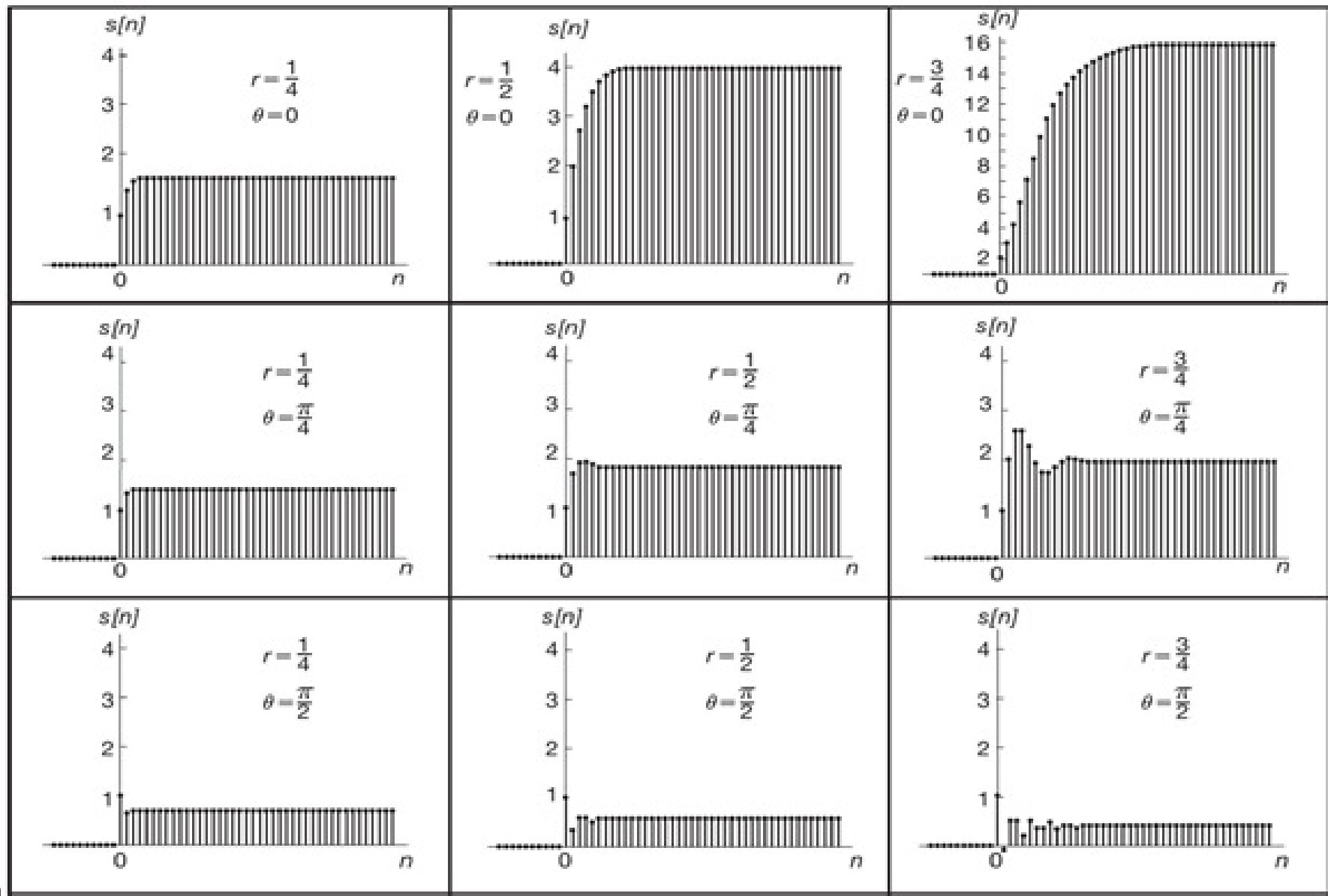
Respostas ao impulso para sistemas de segunda ordem são mostrados a seguir para diferentes valores de r e θ .

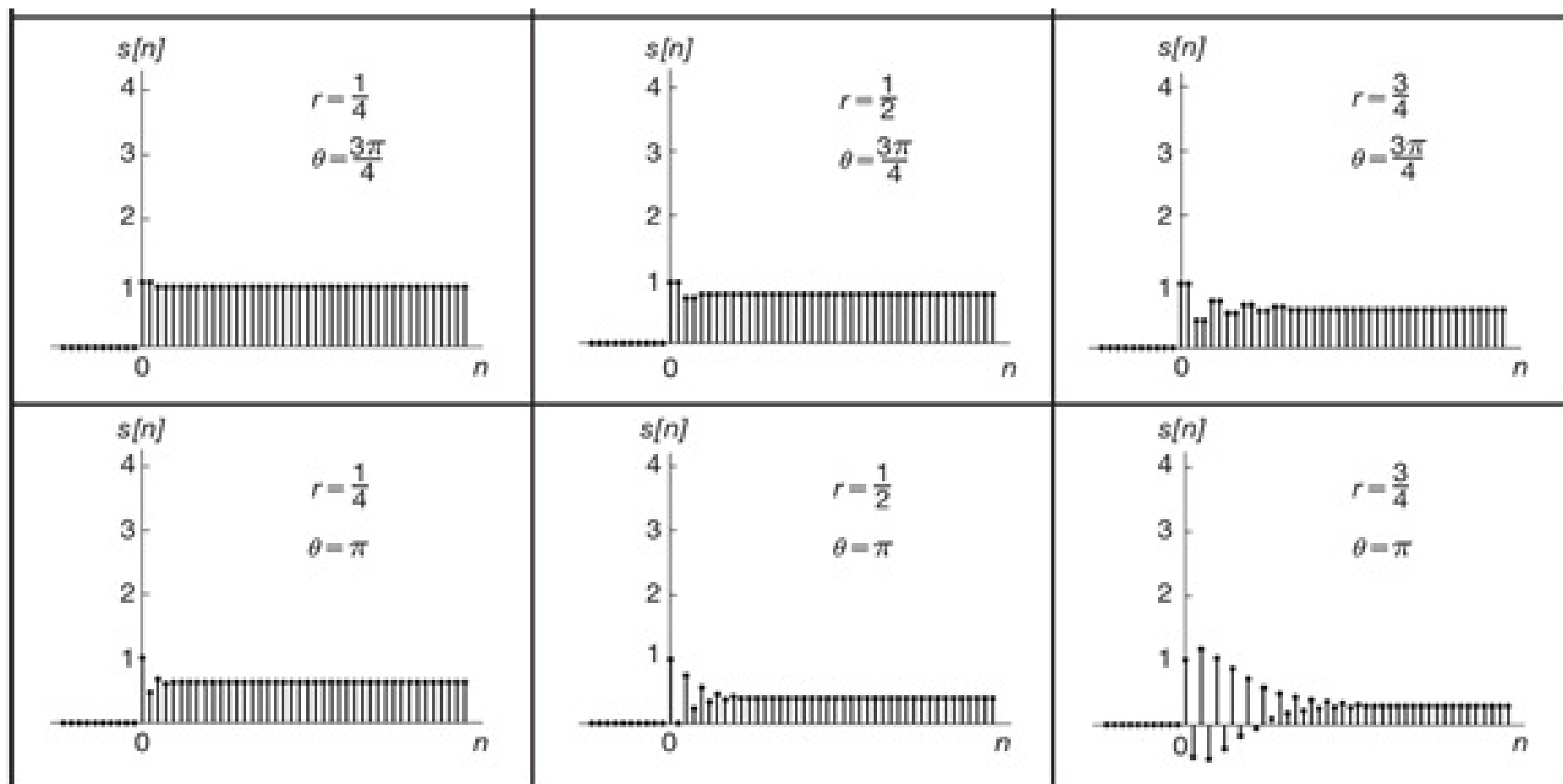


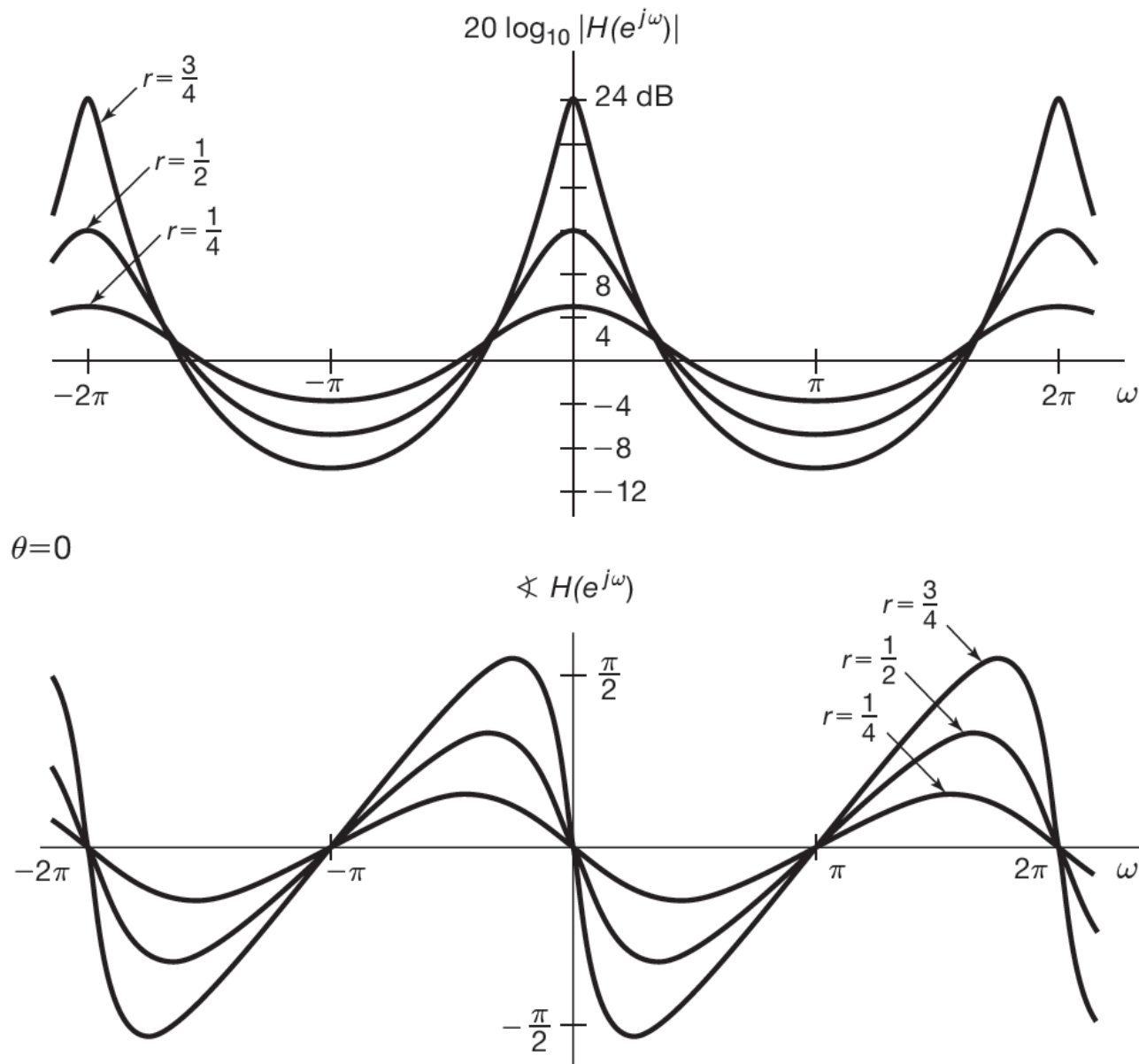


- ✓ r controla taxa de decaimento de $h[n]$
- ✓ θ determina a frequência de oscilação.

- Já a resposta ao degrau $s(t)$:

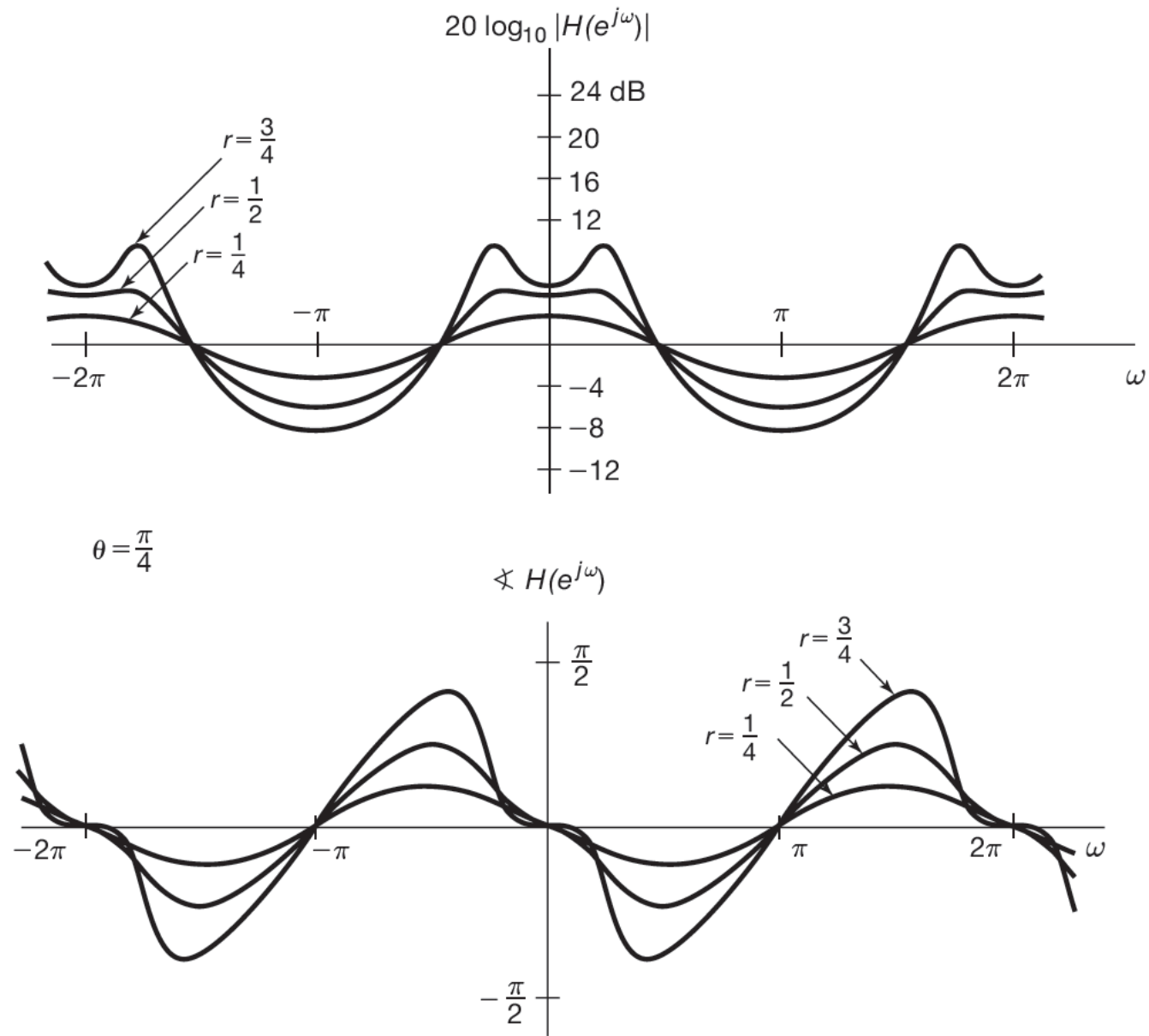






$\theta=0$

(a)



(b)

- Observação:

- As análises anteriores se referiam a sistemas cuja representação é dada por:

$$y[n] - 2r \cos \theta y[n-1] + r^2 y[n-2] = x[n] \iff H(e^{j\omega}) = \frac{1}{1 - 2r \cos \theta e^{-j\omega} + r^2 e^{-j2\omega}}$$

- Também é possível a representação:

$$y[n] - (d_1 + d_2)y[n-1] + d_1 d_2 y[n-2] = x[n] \iff H(e^{j\omega}) = \frac{1}{(1 - d_1 e^{-j\omega})(1 - d_2 e^{-j\omega})}$$

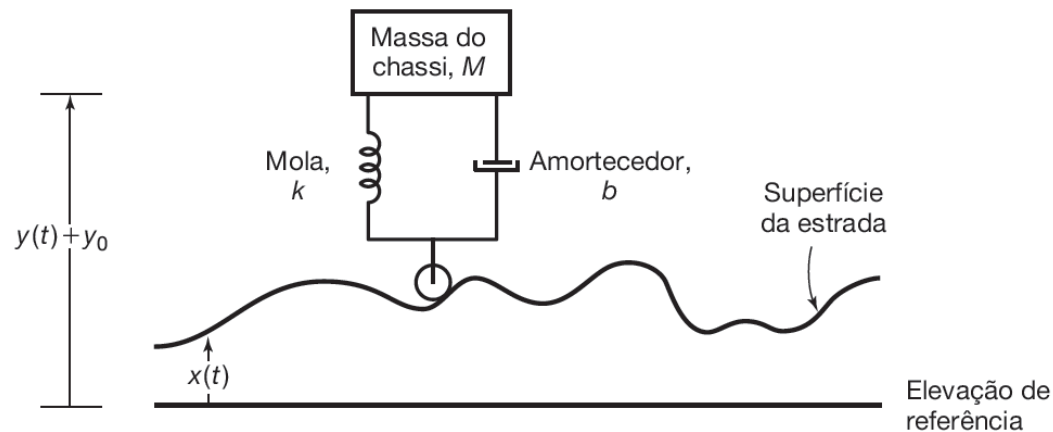
- Neste caso:

$$H(e^{j\omega}) = \frac{A}{1 - d_1 e^{-j\omega}} + \frac{B}{1 - d_2 e^{-j\omega}}$$
$$A = \frac{d_1}{d_1 - d_2}, \quad B = \frac{d_2}{d_2 - d_1}$$



Exemplo de análises

- **Exemplo 1:** sistema de amortecimento de veículo



A superfície da estrada pode ser pensada como uma superposição de

- ✓ mudanças rápidas de pequena amplitude na elevação (alta frequência), representando irregularidade da superfície da estrada.
- ✓ mudanças graduais na elevação (baixa frequência) devido à topografia geral.

- Matematizando ...

$$M \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + b \frac{dy(t)}{dt} + ky(t) = kx(t) + b \frac{dx(t)}{dt}$$

- Na frequência:

$$H(j\omega) = \frac{k + bj\omega}{(j\omega)^2 M + b(j\omega) + k}$$

- Se compararmos ao formato padrão:

$$H(j\omega) = \frac{\omega_n^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega)}{(j\omega)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega) + \omega_n^2}$$

- Teremos:

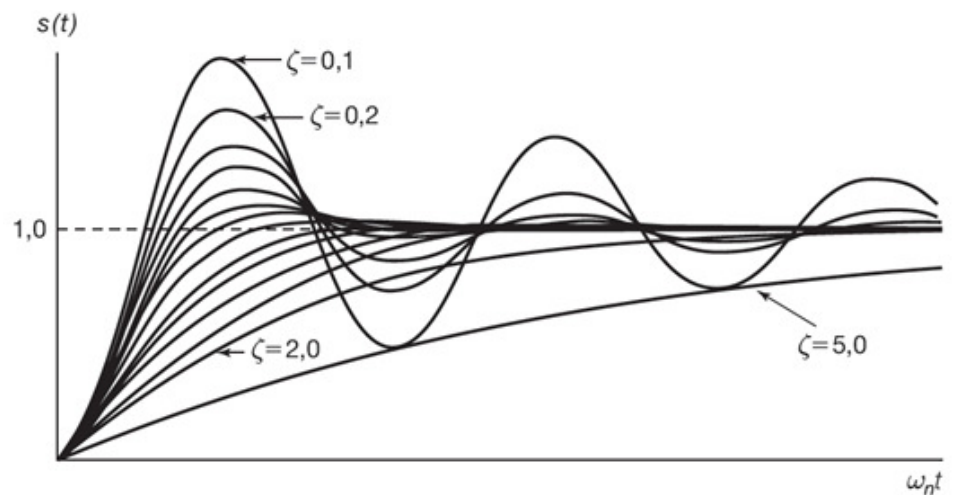
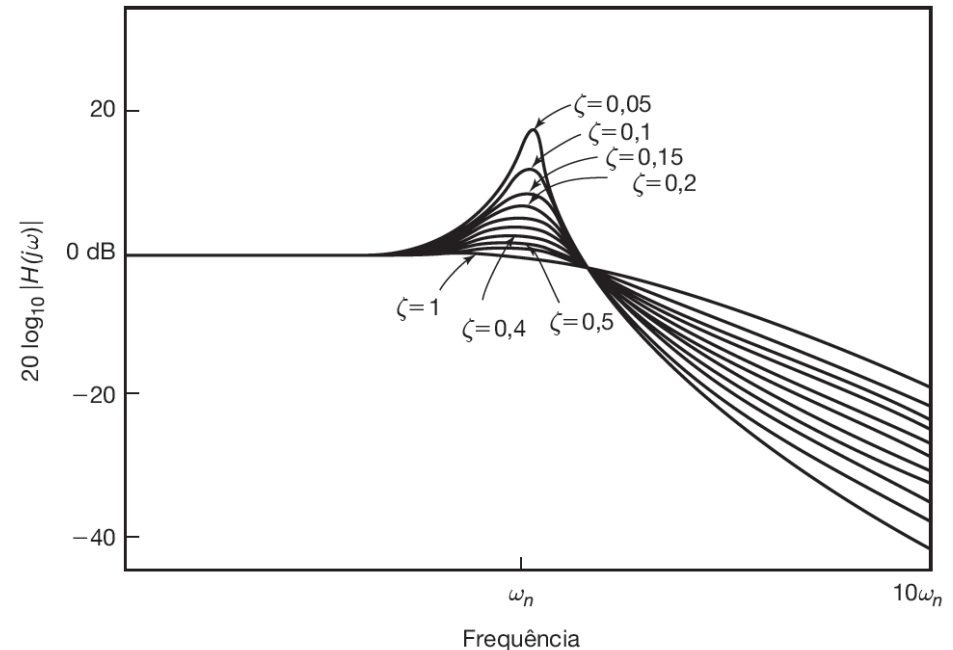
$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{M}} \quad \text{e} \quad 2\zeta\omega_n = \frac{b}{M}$$



- Gera o diagrama de Bode:

—Observações:

- A frequência de corte é controlada por ω_n ,
 - Ou melhor: uma escolha apropriada de constante de mola k .
- Se ω_n diminui, a suspensão tende a filtrar variações mais suaves da estrada.
 - Por outro lado, o tempo de subida do sistema aumenta, e assim o sistema será sentido como mais vagaroso.

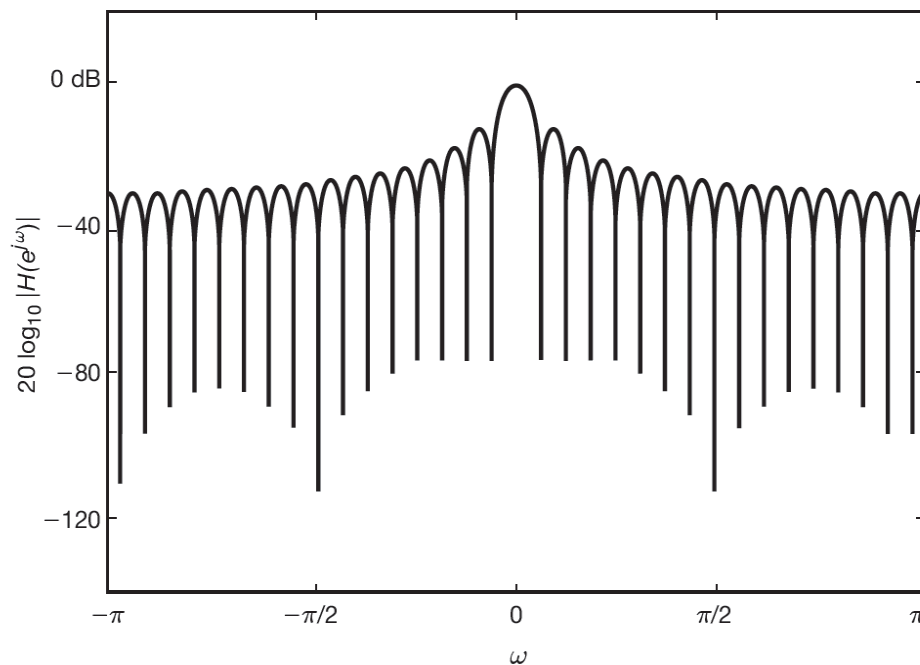


- Exemplo 2: filtro não recursivo**

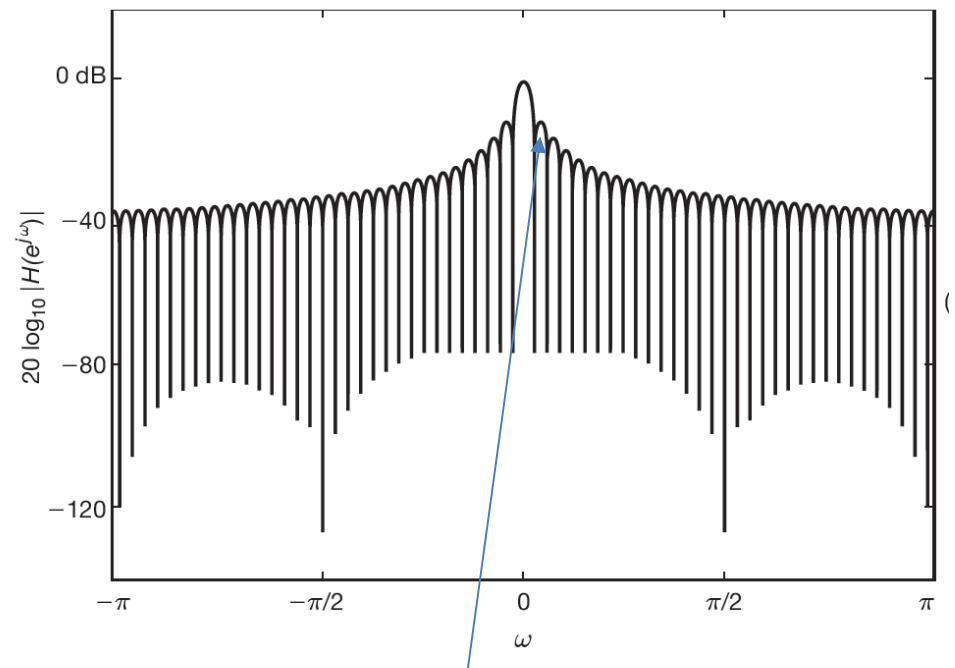
$$y[n] = \frac{1}{N + M + 1} \sum_{k=-N}^M x[n - k]$$

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{N + M + 1} e^{j\omega[(N-M)/2]} \frac{\text{sen}[\omega(M + N + 1)/2]}{\text{sen}(\omega/2)}$$

Logaritmo da magnitude para $M+N+1 = 33$

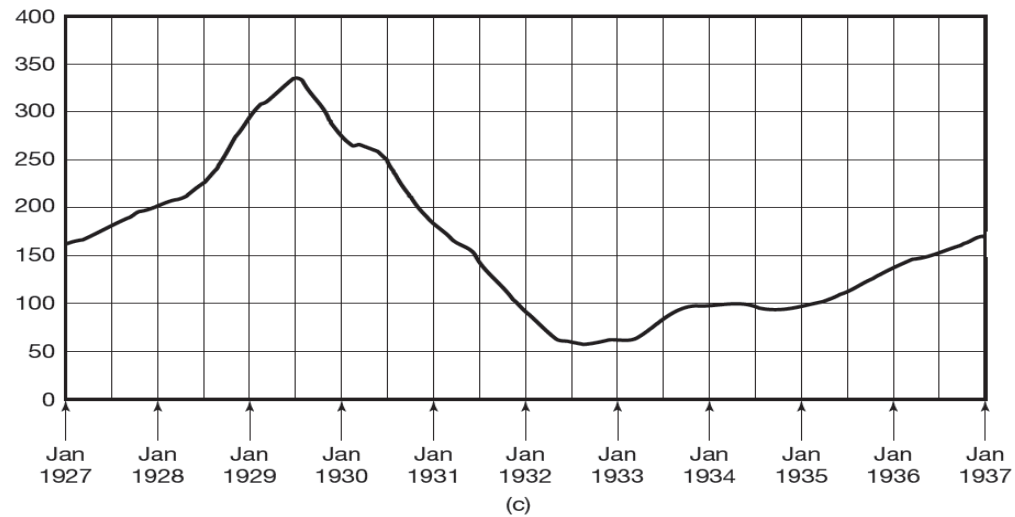
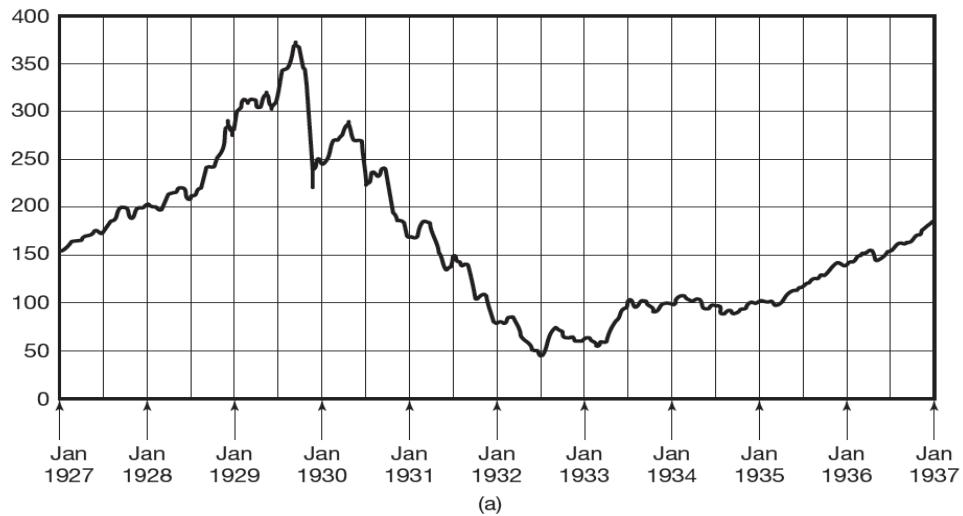


Logaritmo da magnitude para $M+N+1 = 65$



Maior seletividade, maior ordem!

- Aplicação filtro média móvel:



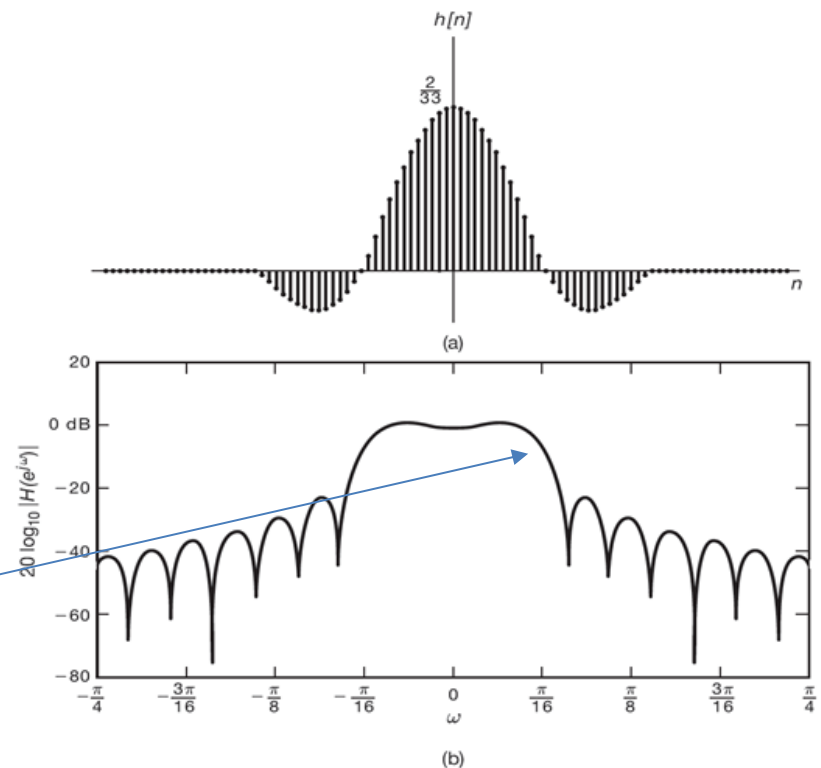
Média móvel de 201 dias
($N=M=100$).

- O filtro de média móvel corresponde a atribuir o mesmo valor $1/(N+M+1)$ a todos os coeficientes.
- Exemplo: considere um filtro com $N = M = 16$ e os coeficientes de filtro escolhidos para serem

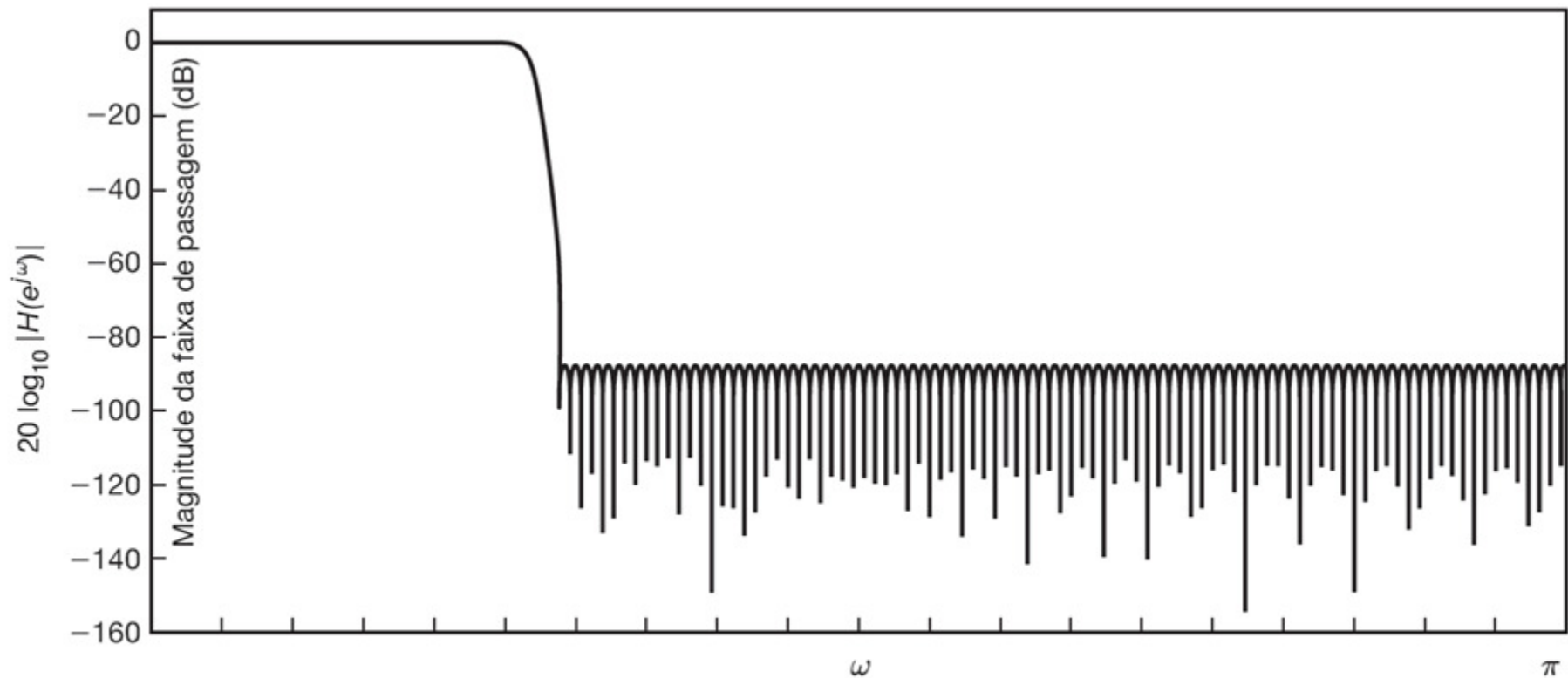
$$b_k = \begin{cases} \frac{\sin(2\pi k / 33)}{\pi k}, & |k| \leq 32 \\ 0, & |k| > 32 \end{cases}$$

$$h[n] = \begin{cases} \frac{\sin(2\pi n / 33)}{\pi n}, & |n| \leq 32 \\ 0, & |n| > 32 \end{cases}$$

Os coeficientes b_k podem ser ajustados de modo que o corte esteja em uma frequência desejada!



- Exemplo da escolha adequada coeficientes b_k :
 - Método de Parks-McClellan



- Exercícios:

6.7 Um filtro passa-baixas de tempo contínuo foi projetado com uma frequência de banda de passagem de 1.000 Hz, uma frequência na banda de rejeição de 1.200 Hz, ondulação na banda de passagem de 0,1 e ondulação na banda de rejeição de 0,05. Considere que a resposta ao impulso desse filtro passa-baixas seja indicada por $h(t)$. Queremos converter esse filtro em um filtro passa-faixa com resposta ao impulso

$$g(t) = 2h(t)\cos(4.000\pi t).$$

Supondo que $|H(j\omega)|$ seja desprezível para $|\omega| > 4.000\pi$, responda às seguintes perguntas:

- (a) Se a ondulação na banda de passagem para o filtro passa-faixa estiver restrita a 0,1, quais são as duas frequências de banda de passagem associadas ao filtro passa-faixa?
- (b) Se a ondulação na banda de rejeição para o filtro passa-faixa estiver restrita a 0,05, quais são as duas frequências de banda de rejeição associadas ao filtro passa-faixa?

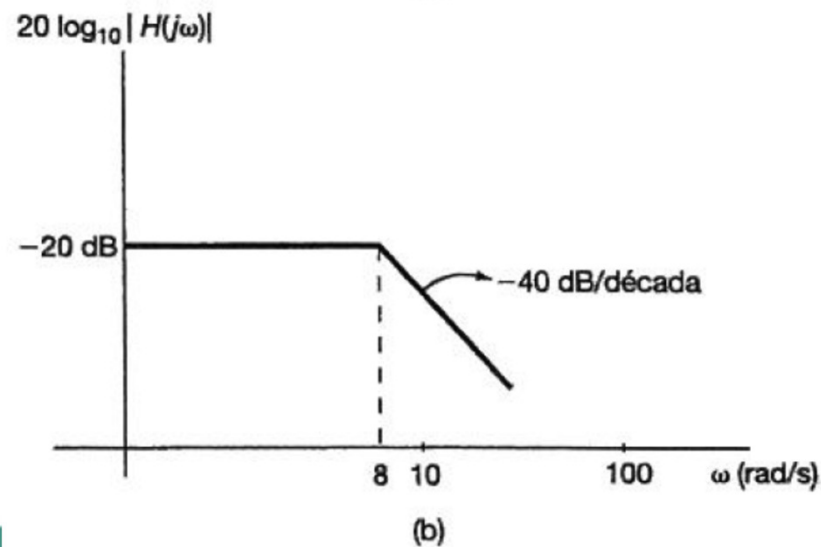
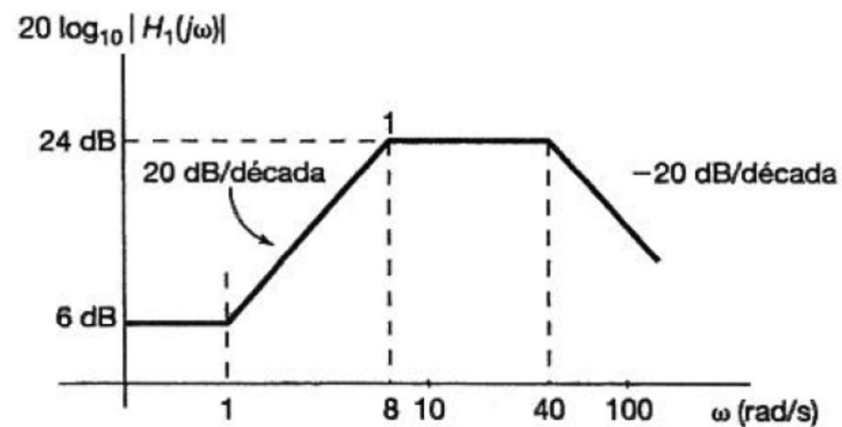


6.11 Para cada sistema de segunda ordem cuja resposta em frequência é a seguinte, especifique a aproximação por segmentos de reta do diagrama de Bode de magnitude:

(a)
$$\frac{250}{(j\omega)^2 + 50,5j\omega + 25}$$



6.12 Um sistema LIT de tempo contínuo S com resposta em frequência $H(j\omega)$ é construído pela cascata de dois sistemas LIT de tempo contínuo com respostas em frequência $H_1(j\omega)$ e $H_2(j\omega)$, respectivamente. As figuras P6.12(a) e (b) mostram as aproximações por segmentos de reta dos diagramas de Bode de magnitude de $H_1(j\omega)$ e $H(j\omega)$, respectivamente. Especifique $H_2(j\omega)$.



6.15 Para cada uma das seguintes equações diferenciais de segunda ordem para sistemas LIT causais e estáveis, determine se a resposta ao impulso correspondente é subamortecida, superamortecida ou criticamente amortecida:

(a) $\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 4 \frac{dy(t)}{dt} + 4 y(t) = x(t)$

(b) $5 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 4 \frac{dy(t)}{dt} + 5 y(t) = 7 x(t)$

(c) $\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 20 \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = x(t)$

(d) $5 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 4 \frac{dy(t)}{dt} + 5 y(t) = 7 x(t) + \frac{1}{3} \frac{dx(t)}{dt}$

