Diapositivos das aulas de
Circuitos e Sistemas Electrónicos para TIC

Nuno Garrido

ISCTE-IUL, Abril 2012

ISCTE IUL
Instituto Universitário de Lisboa
Lisbon University Institute

➢ Programa

1. Circuitos analógicos básicos
2. Circuitos osciladores e malhas de captura de fase
3. Circuitos de conversão A/D e D/A
4. Filtros analógicos
5. Circuitos digitais

➢ Circuitos analógicos básicos

- Amplificador operacional (AMPOP) e circuitos básicos
  - Modelo ideal do AMPOP: definições e características
  - Montagens: inversor, não inversor, seguidor, diferenciador, integrador
  - Circuito somador, subtractor, e amplificador de instrumentação
  - Comparador de *Schmitt-trigger*
  - Limitações dos AMPOPs reais
- Implementação de AMPOPs
  - Estudo do par diferencial: tecnologias bipolar e MOS
  - AMPOPs de um andar: cargas passivas e activas
  - AMPOPs de dois ou mais andares
    - Estabilidade de um amplificador operacional
- Multiplicador de *Gilbert*

Equações do AMPOP ideal

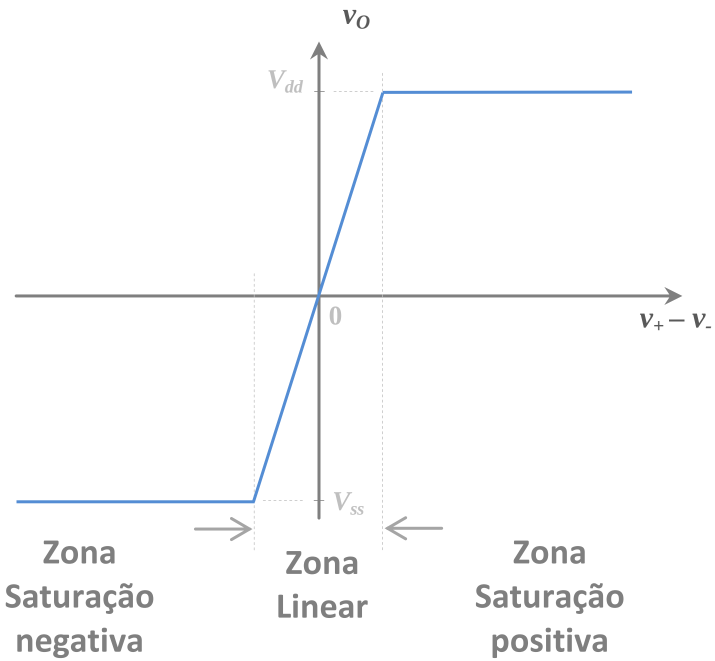
$i_+ \approx i_- \approx 0$ $\Leftarrow$ zona linear ou saturação

$v_O = A \cdot (v_+ - v_-)$ $\Leftarrow$ zona linear

$v_O \approx V_{dd} \Leftarrow v_+ > v_-$

$v_O \approx V_{ss} \Leftarrow v_+ < v_-$

$\Big\}$ $\Leftarrow$ saturação



Aproximações

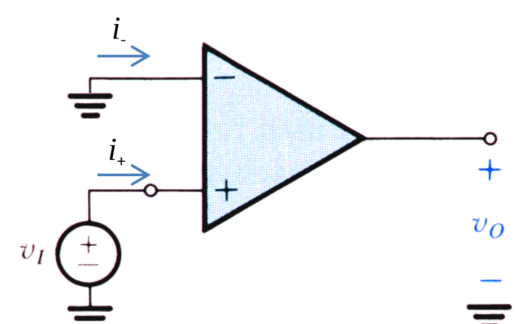
$v_+ \approx v_-$ (válida na zona linear)

Definições

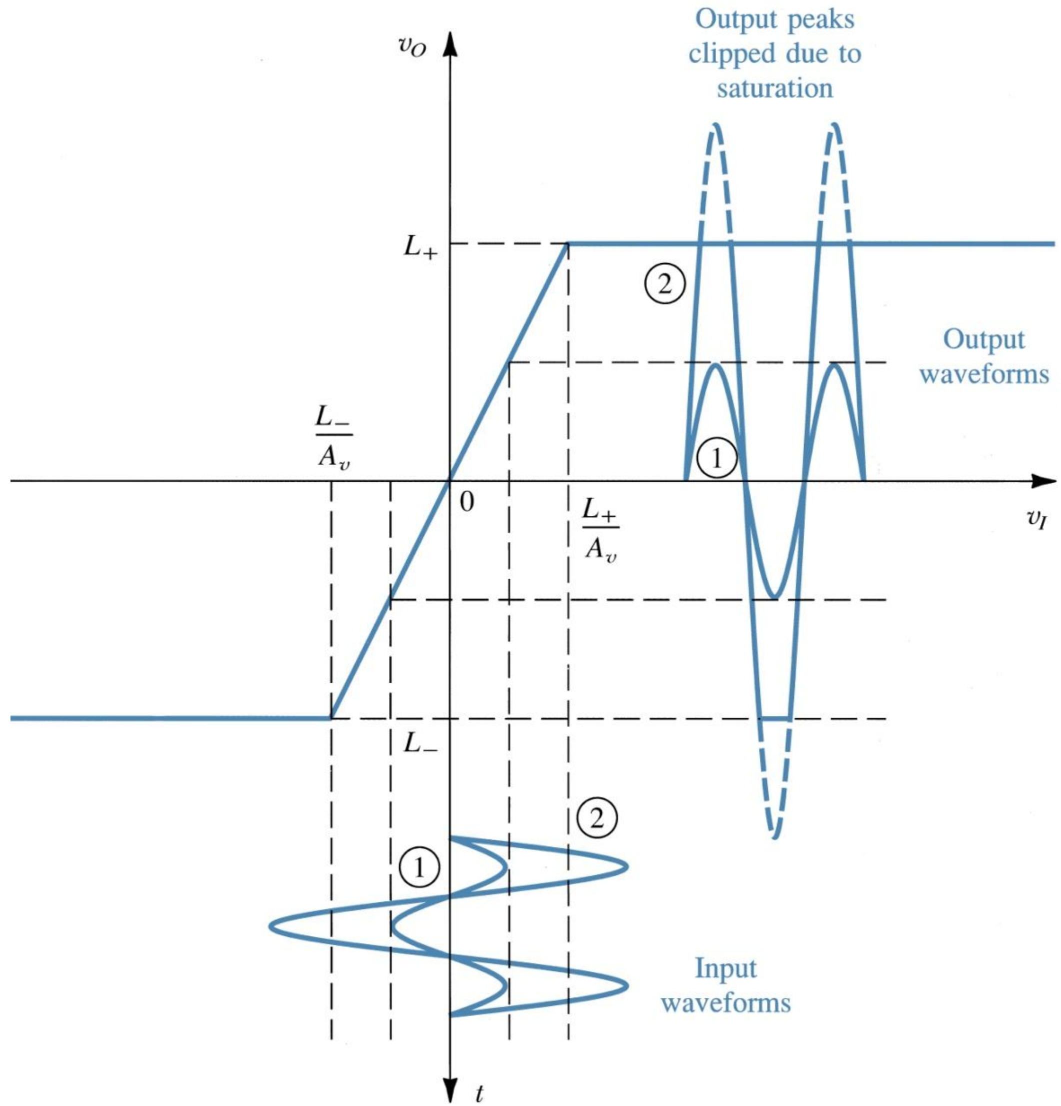
A $\therefore$ Ganho estático do AMPOP

V_{dd} $\therefore$ Alimentação positiva do AMPOP

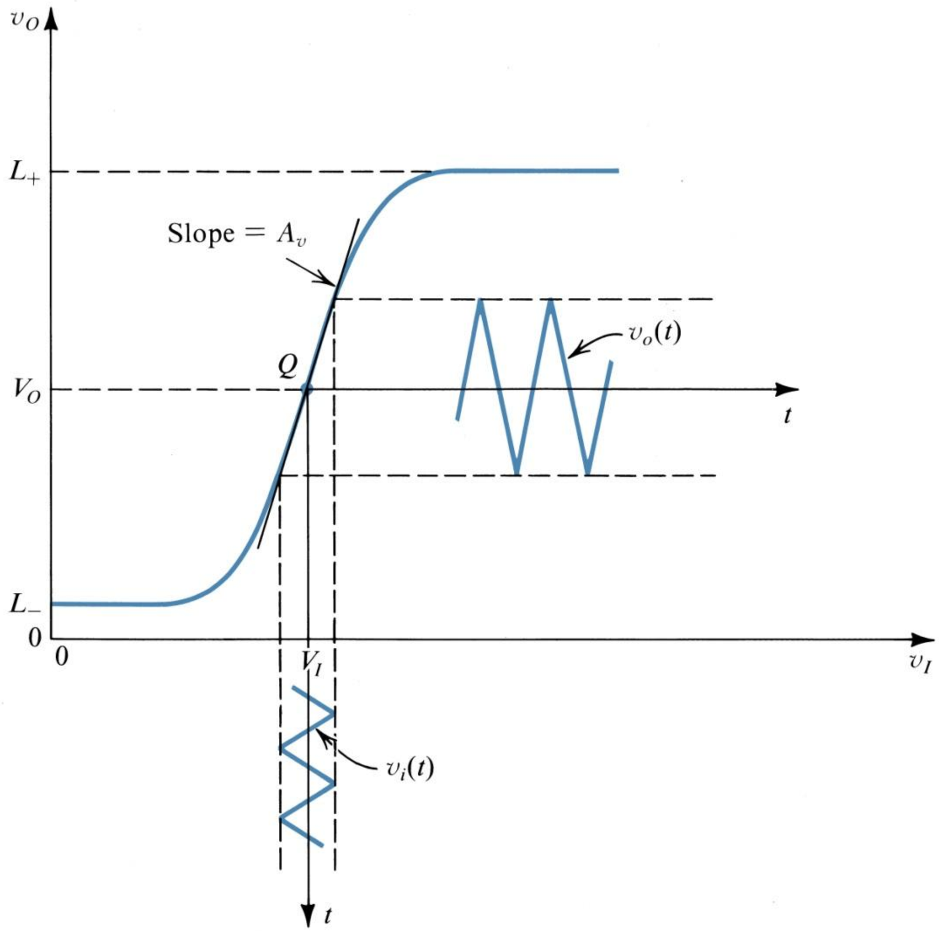
V_{ss} $\therefore$ Alimentação negativa do AMPOP

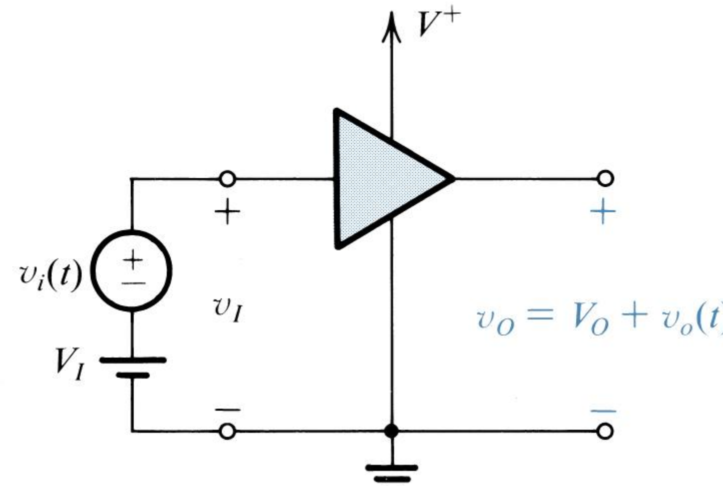


AMPOP ideal
Definições e equações
Zona linear e zonas de saturação



AMPOP ideal
Característica de transferência

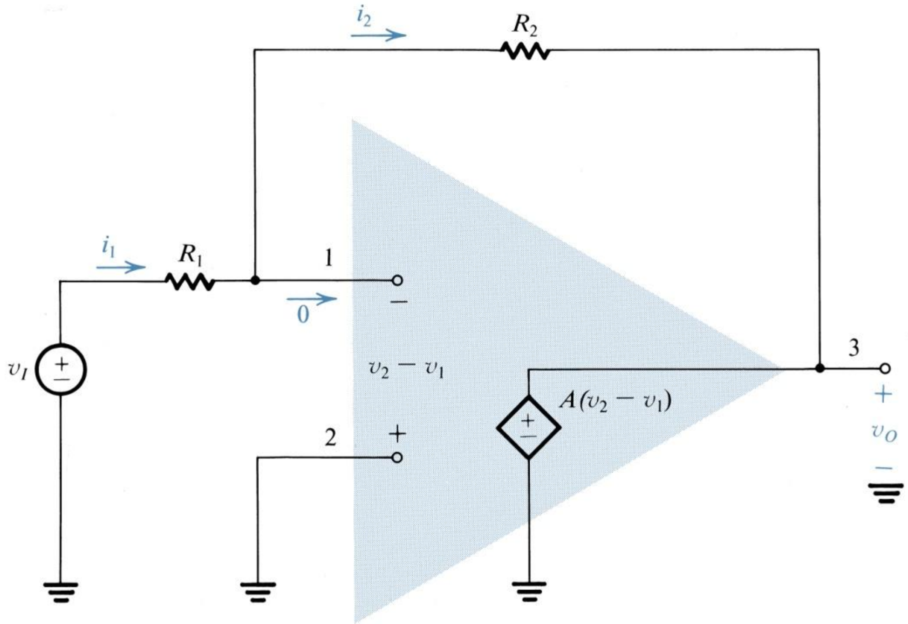




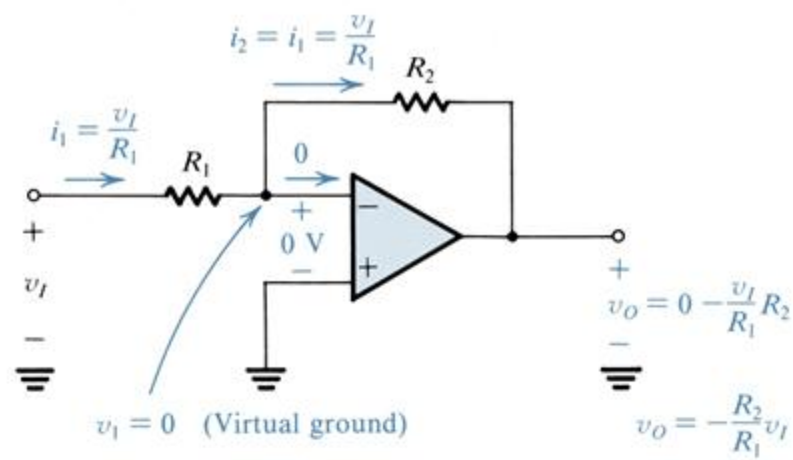
AMPOP real

Característica de transferência

Polarização e funcionamento dinâmico



(a)



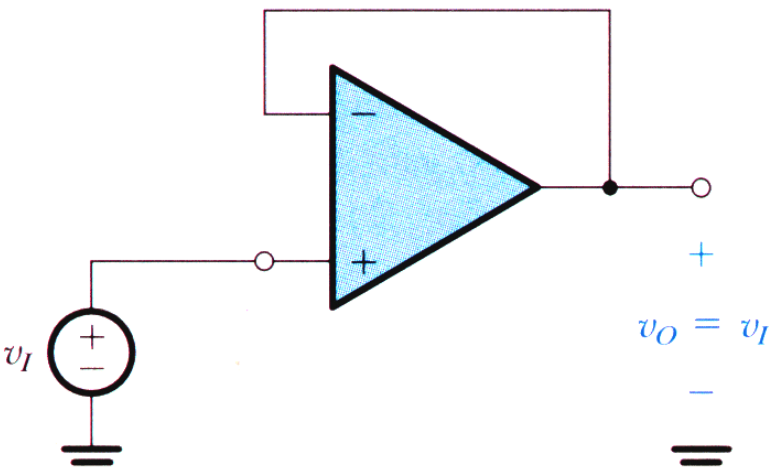
(b)

$$v_O = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_i$$

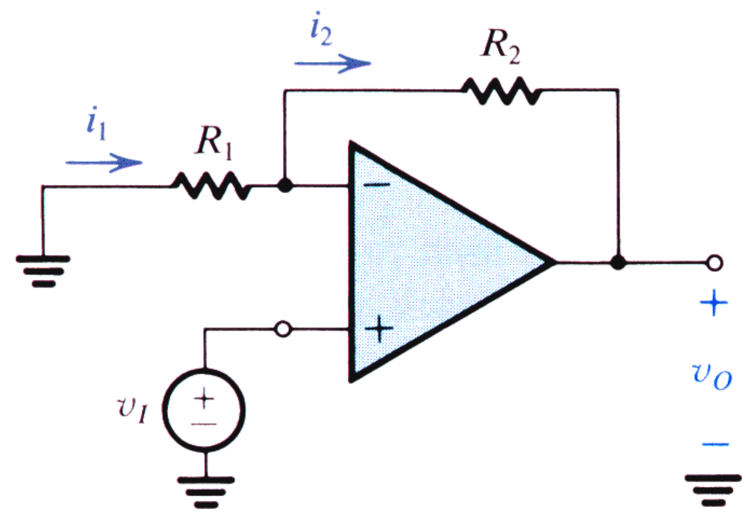
Montagem de ganho inversor

(a) Análise usando ganho estático *A*

(b) Análise aproximada: ganho elevado

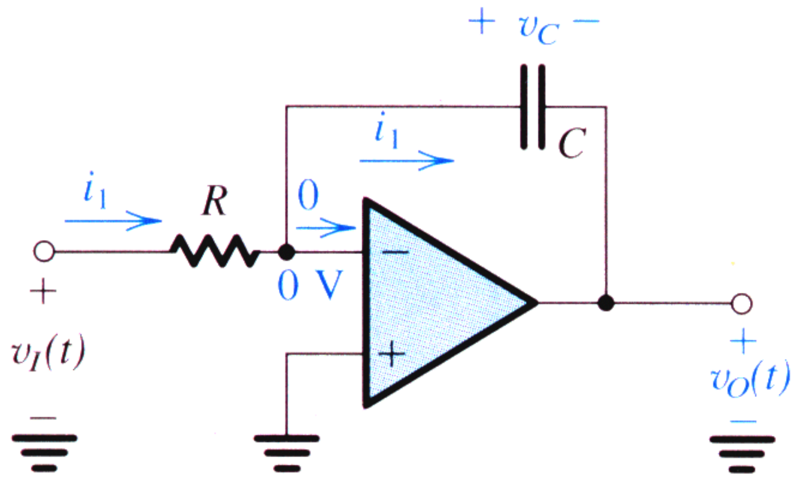


$$v_O = v_i$$



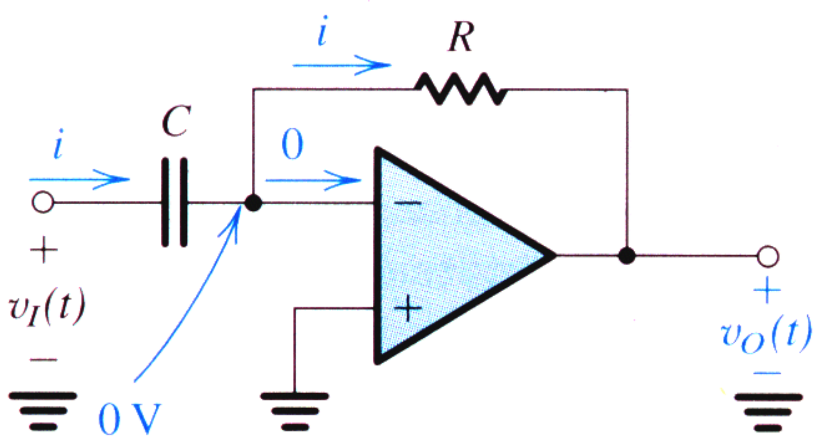
$$v_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot v_i$$

Montagem seguidora
Montagem não-inversora



$$v_O(t) = -\frac{1}{CR}\int_0^t v_I(t)\,dt$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{1}{sCR}$$

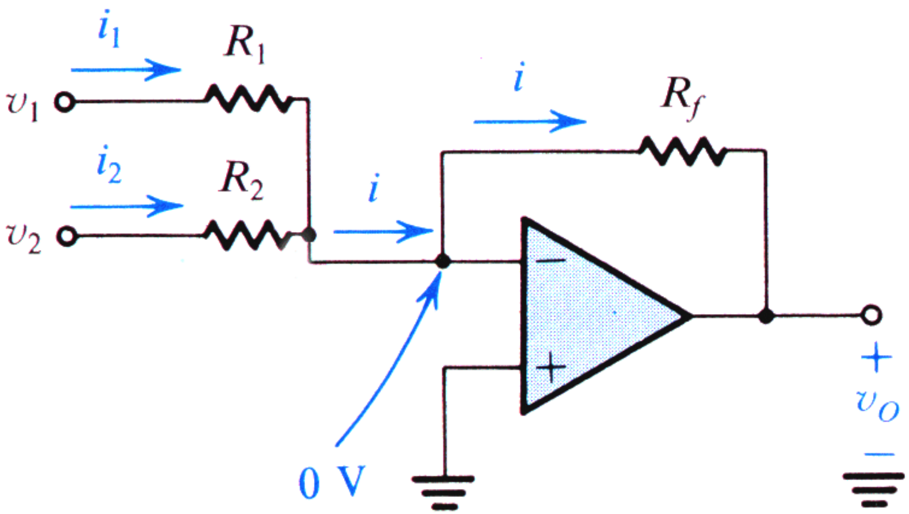


$$i(t) = C\,\frac{dv_I(t)}{dt}$$

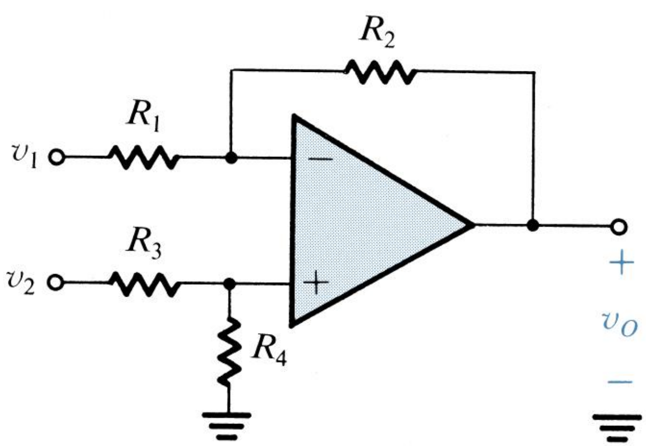
$$v_O(t) = -CR\,\frac{dv_I(t)}{dt}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -sCR$$

Montagem integradora
Montagem diferenciadora



$$v_O = -\left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2}\right) \cdot R_f$$

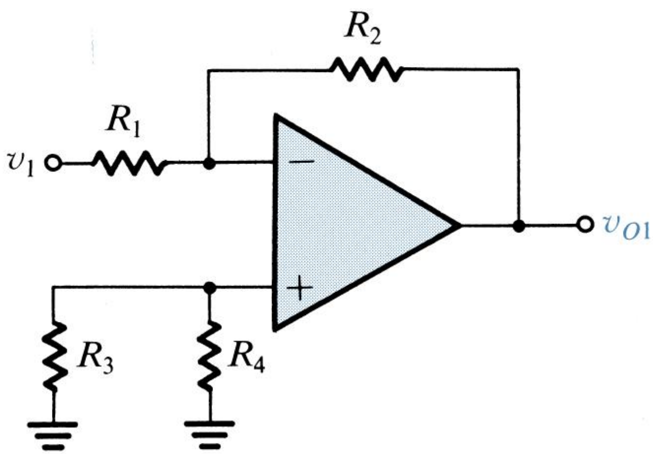


$$v_O = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_1 + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot v_2$$

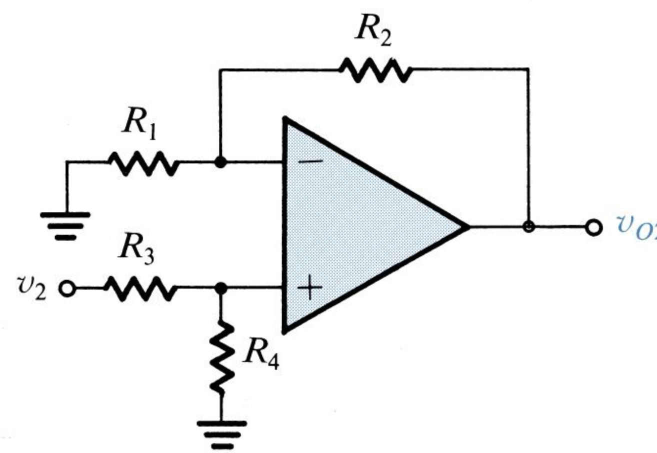
Montagem somadora
Montagem subtractora

$$v_{O1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_1$$

$$v_{O2} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot v_2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$



(a)

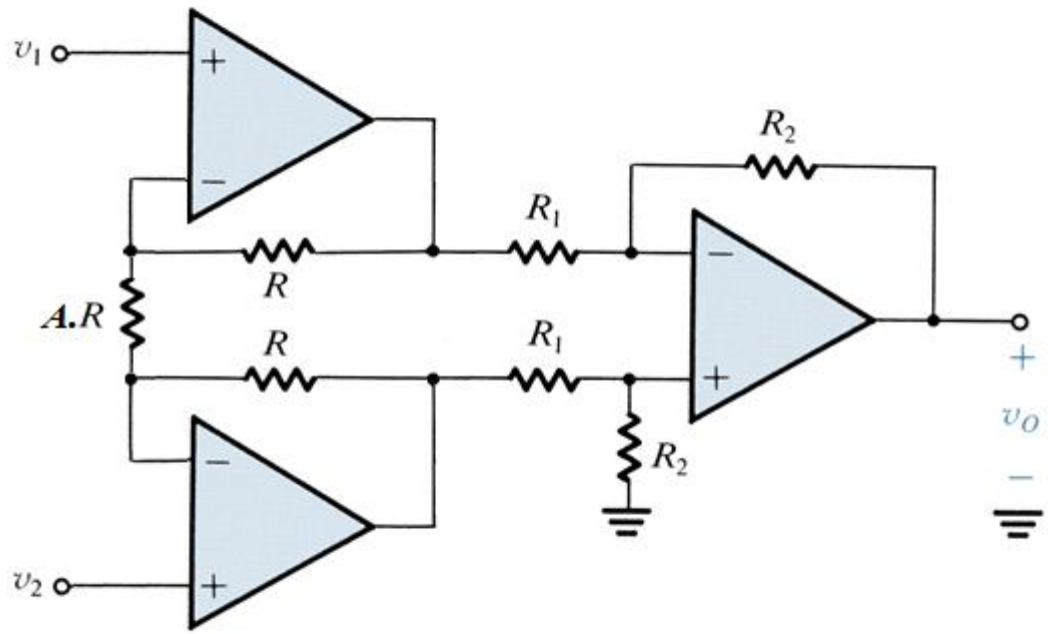


(b)

$$v_O = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_1 + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot v_2$$

Montagem subtractora

Aplicação do teorema da sobreposição



$$v_O = \frac{R_2}{R_1} \cdot \left(1 + \frac{2}{A}\right) \cdot (v_2 - v_1)$$

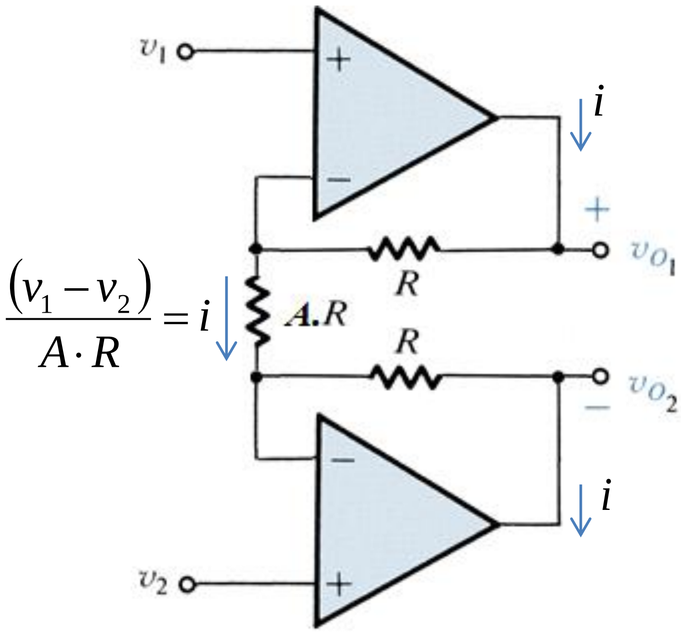
Amplificador de instrumentação
Impedância de entrada elevada e boa rejeição de modo comum

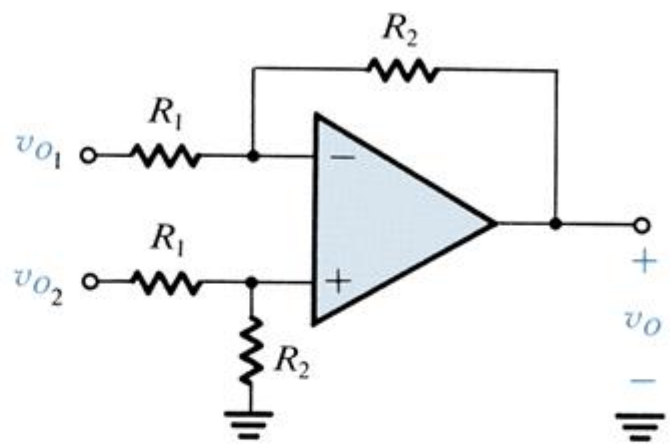
$$v_{O1} - v_{O2} = \frac{(2R + AR)}{AR} \cdot (v_1 - v_2)$$

$$v_{O2} - v_{O1} = \left(1 + \frac{2}{A}\right) \cdot (v_2 - v_1)$$

$$v_O = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_{O1} + \frac{R_2}{\cancel{R_1 + R_2}} \cdot \frac{\cancel{R_1 + R_2}}{R_1} \cdot v_{O2}$$

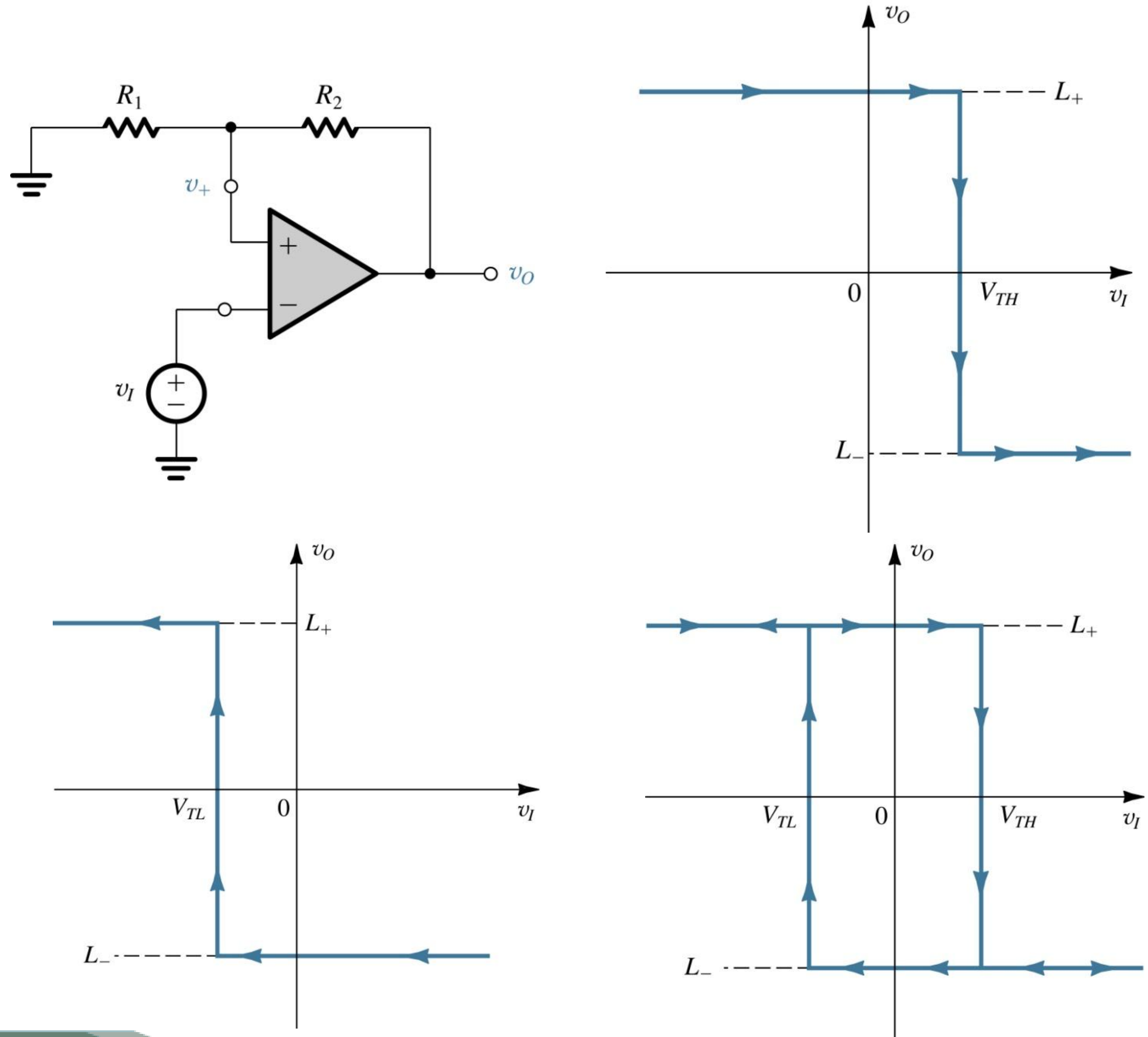
$$v_O = \frac{R_2}{R_1}(v_{O2} - v_{O1})$$





$$v_O = \frac{R_2}{R_1} \cdot \left(1 + \frac{2}{A}\right) \cdot (v_2 - v_1)$$

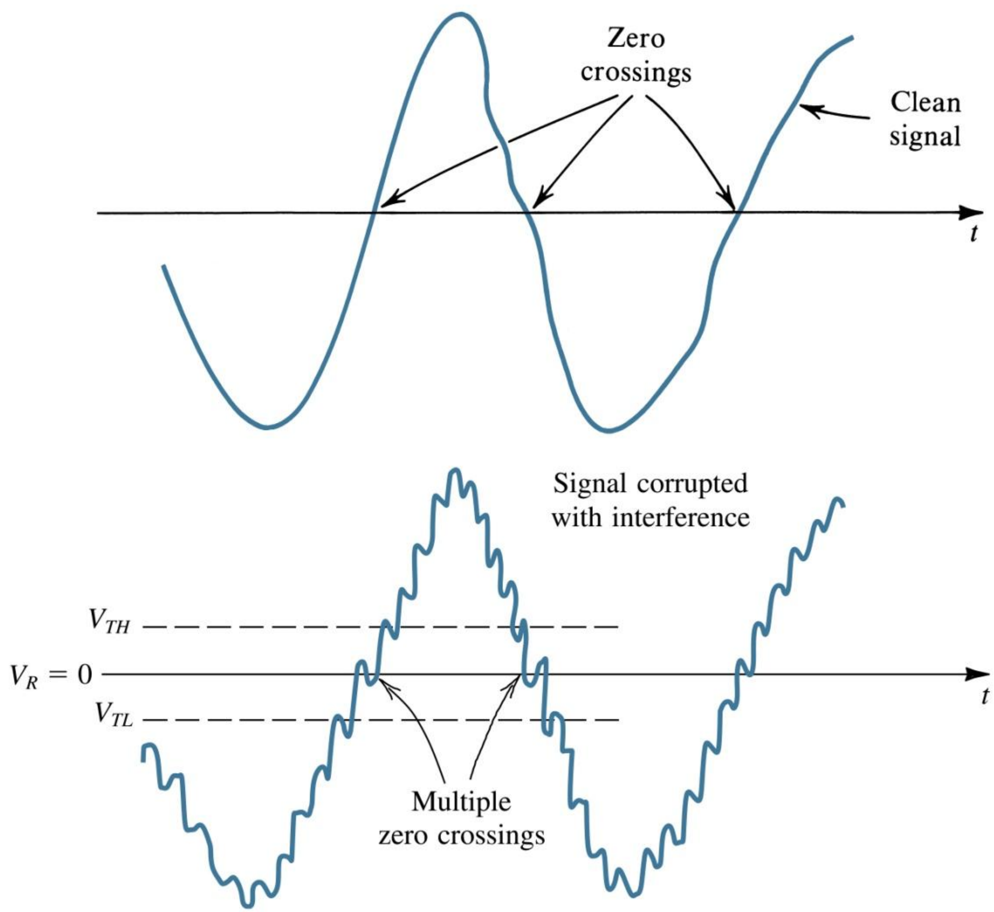
Amplificador de instrumentação
Cálculo da expressão de saída



$$V_{TH} = L_+ \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

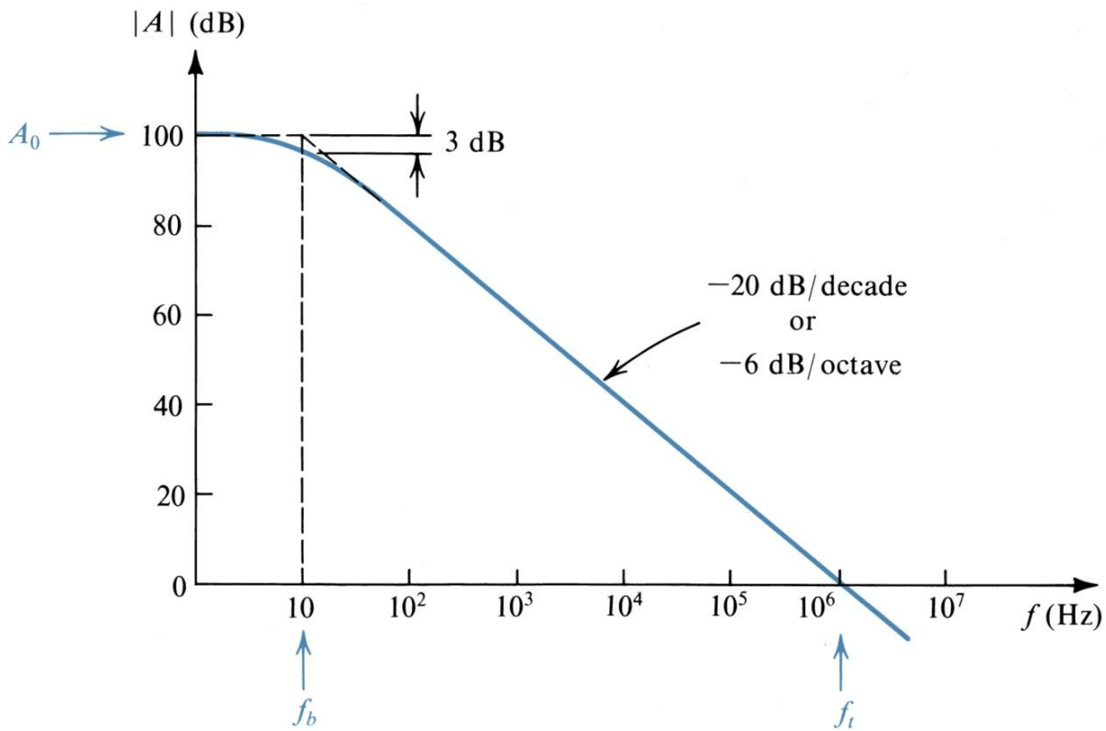
$$V_{TL} = L_- \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Comparador *Schmitt-trigger*
(circuito bi-estável)
Na figura é visível a zona de histerese

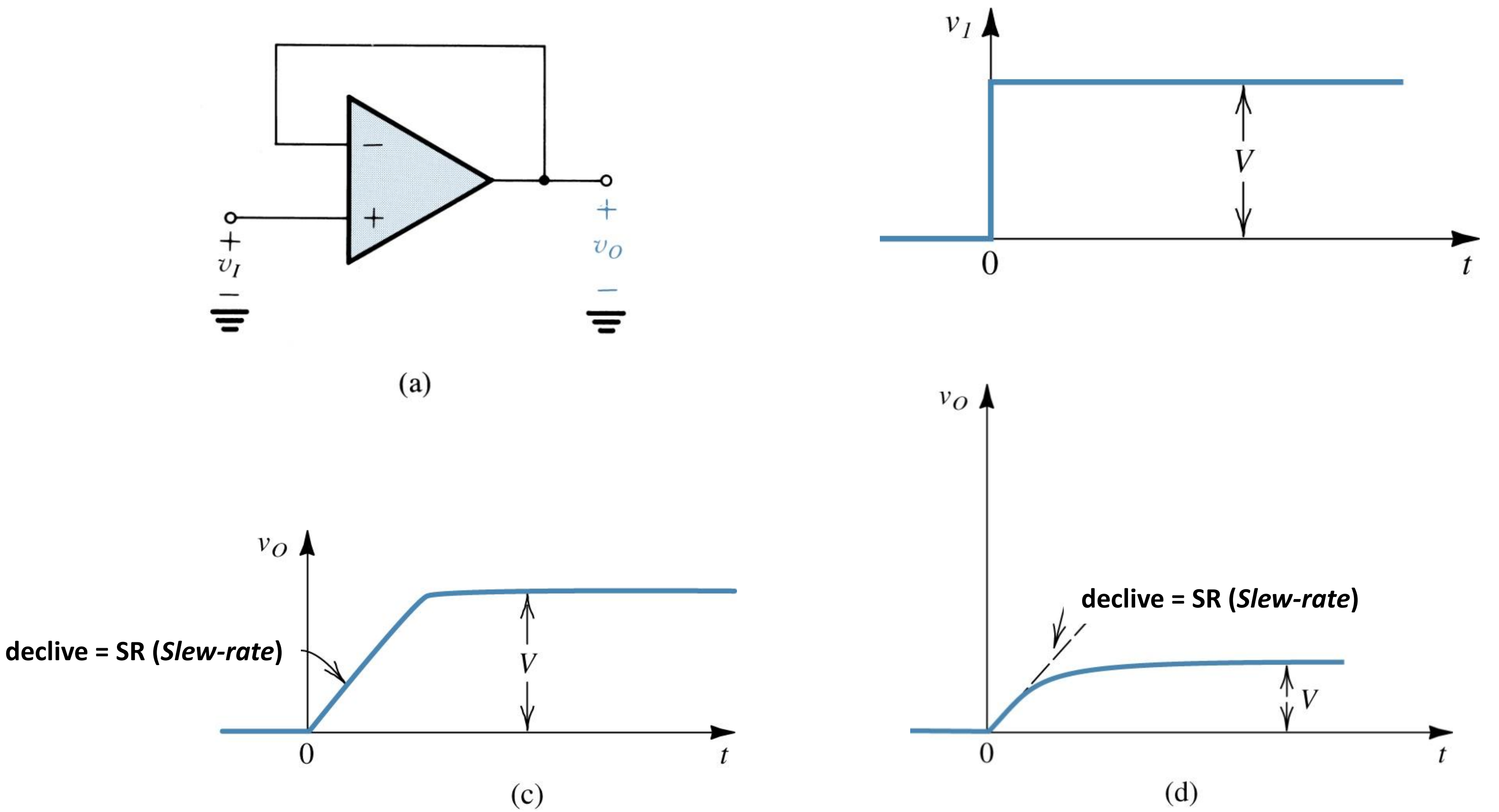


Comparador *Schmitt-trigger*

Evita picos na saída por comutações indevidas devido a ruído na entrada

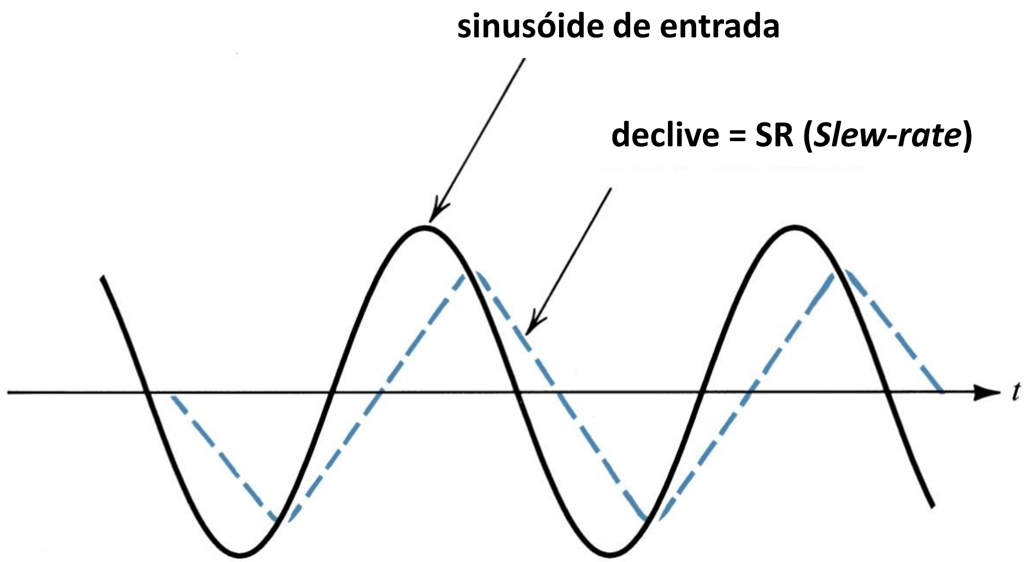


Limitações do AMPOP real
Limitação de ganho
e de largura de banda



Limitações do AMPOP real

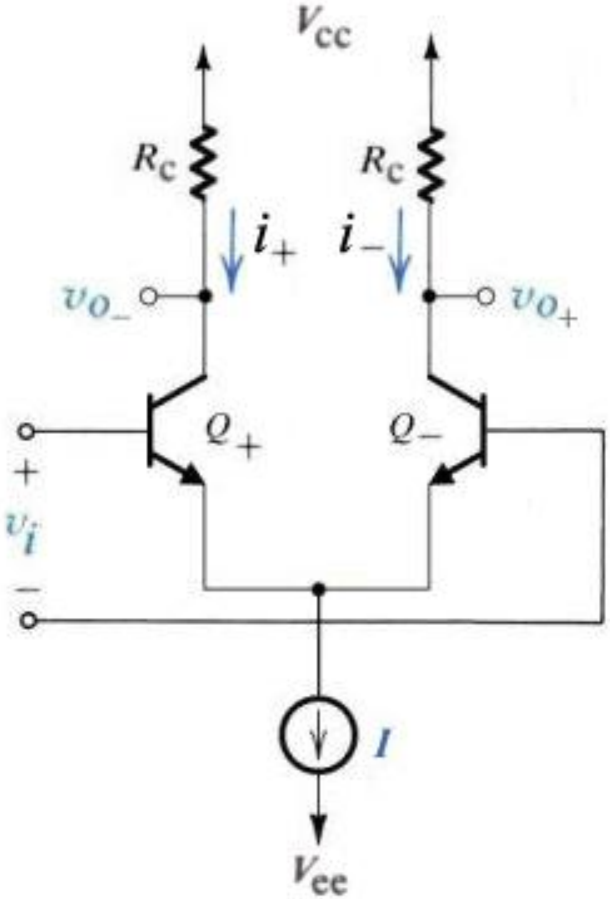
Limitação da derivada de v_o (*Slew-rate*)

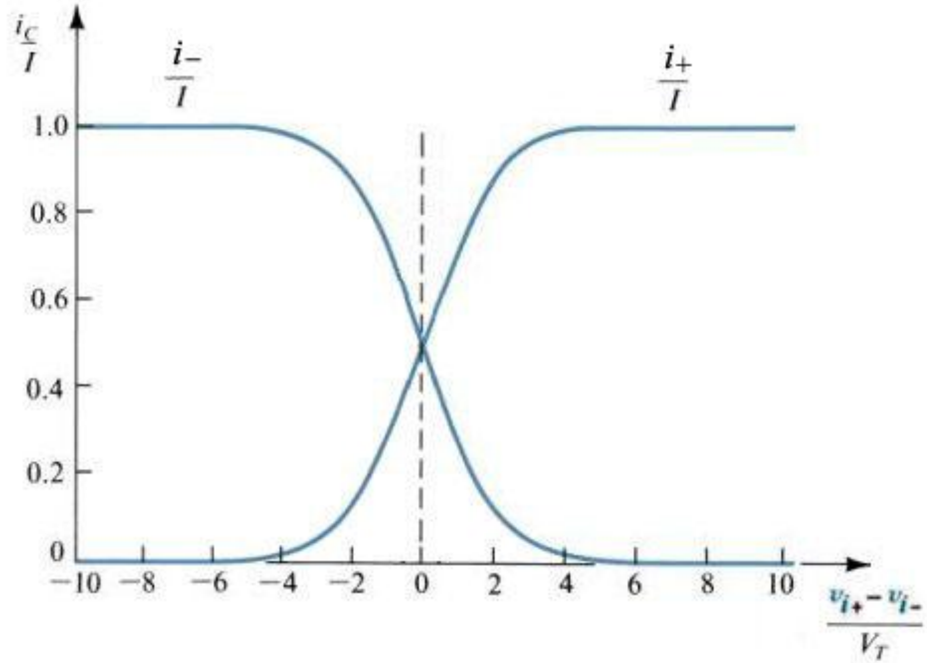


Limitações do AMPOP real

Efeito da *SR* quando a entrada é uma sinusóide de alta frequência

$$v_O = \alpha_F \cdot R_C \cdot I \cdot \tanh\left(\frac{v_i}{2v_T}\right)$$



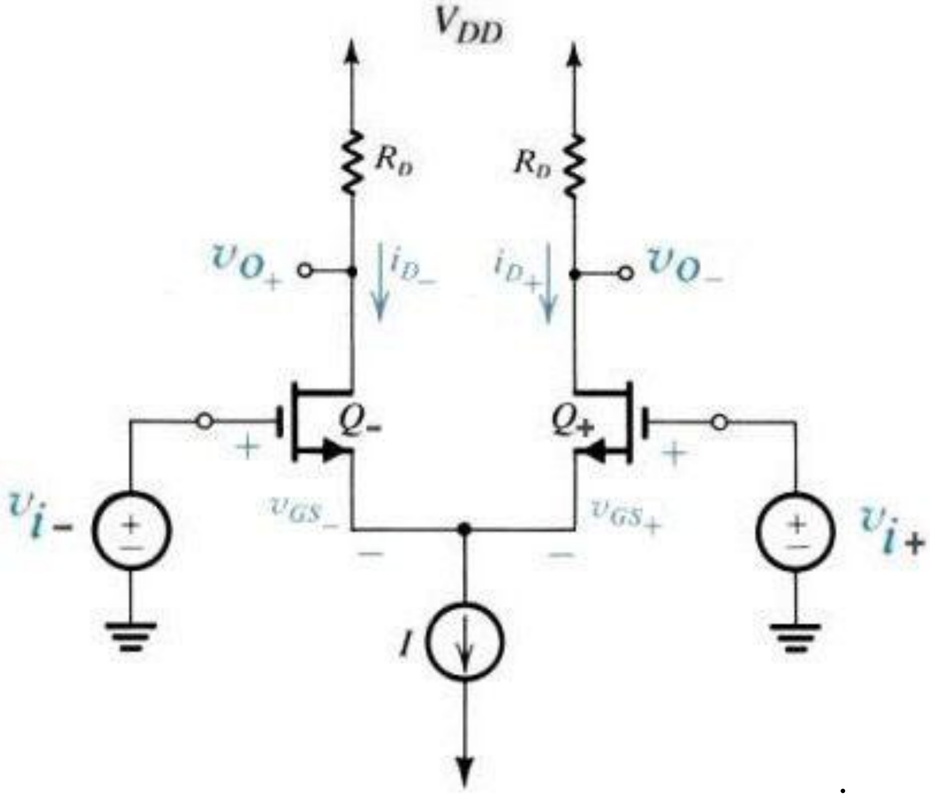


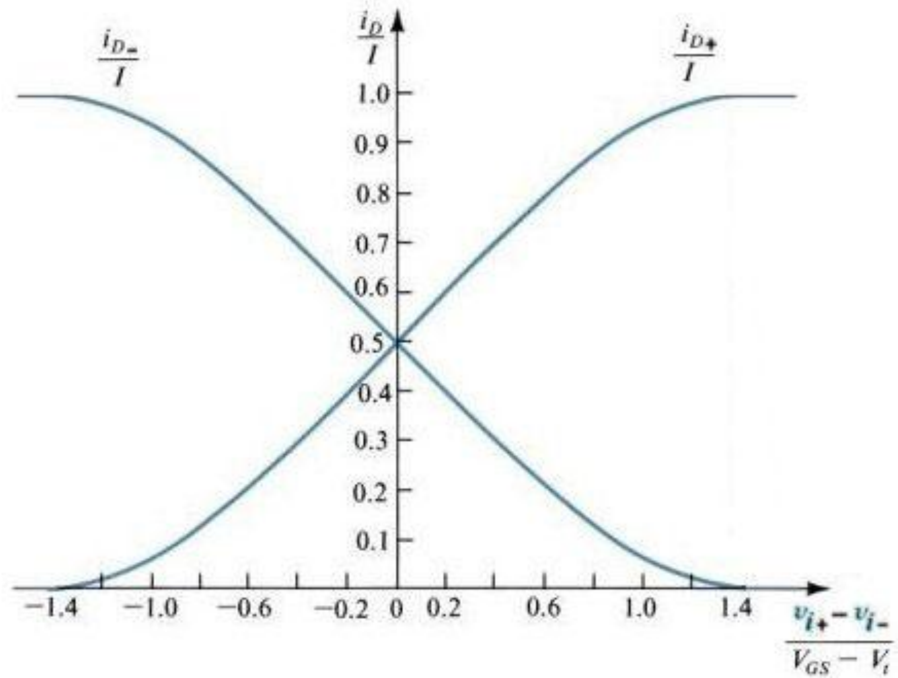
$$i_- = \frac{I \cdot \alpha_F}{\left(1 + \ell^{\frac{v_i}{V_T}}\right)} \qquad i_+ = \frac{I \cdot \alpha_F}{\left(1 + \ell^{-\frac{v_i}{V_T}}\right)}$$

Implementação de um par diferencial em tecnologia bipolar

Característica de transferência

$$v_O = v_i \cdot R_D \cdot \sqrt{2k \cdot I - k^2 \cdot v_i^{\,2}}$$

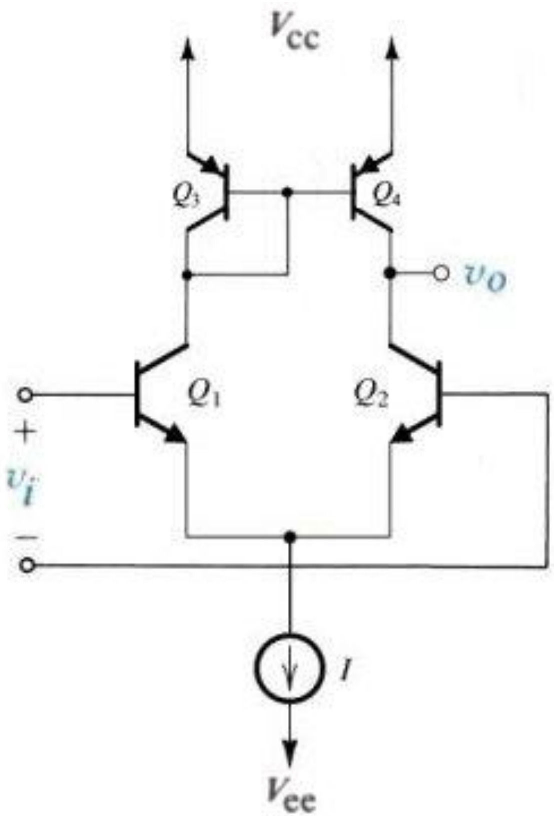


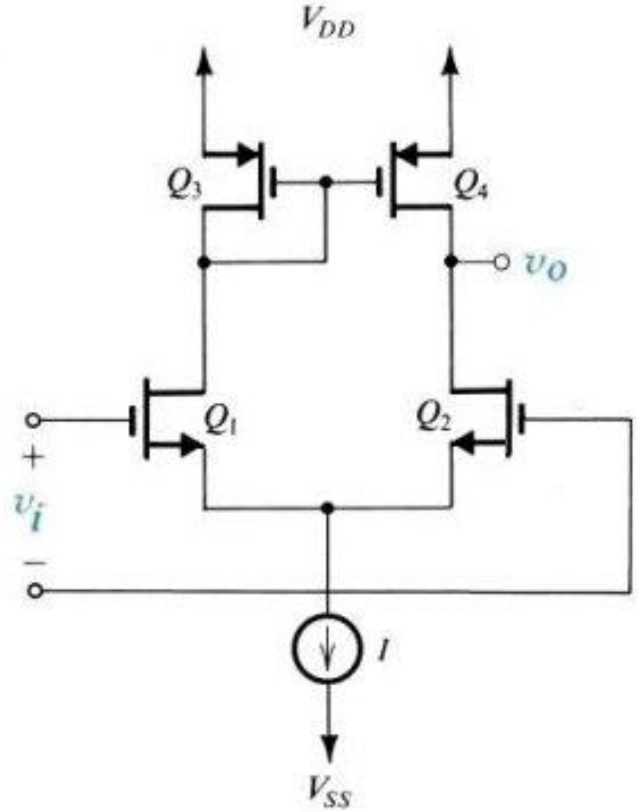


$$i_{D-} = \frac{I}{2} - v_i \cdot \sqrt{k} \cdot \sqrt{\frac{I}{2} - \frac{k \cdot v_i^{\,2}}{4}} \qquad i_{D+} = \frac{I}{2} + v_i \cdot \sqrt{k} \cdot \sqrt{\frac{I}{2} - \frac{k \cdot v_i^{\,2}}{4}}$$

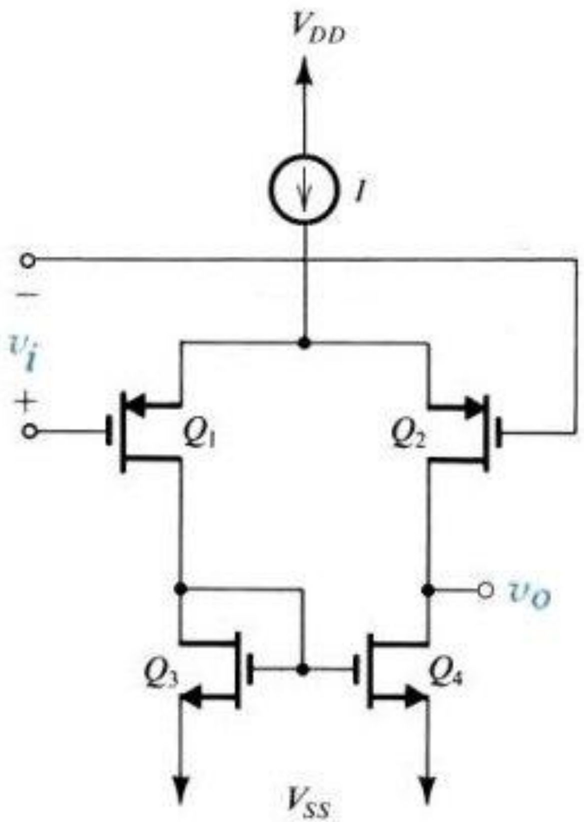
Implementação de um par diferencial em tecnologia NMOS

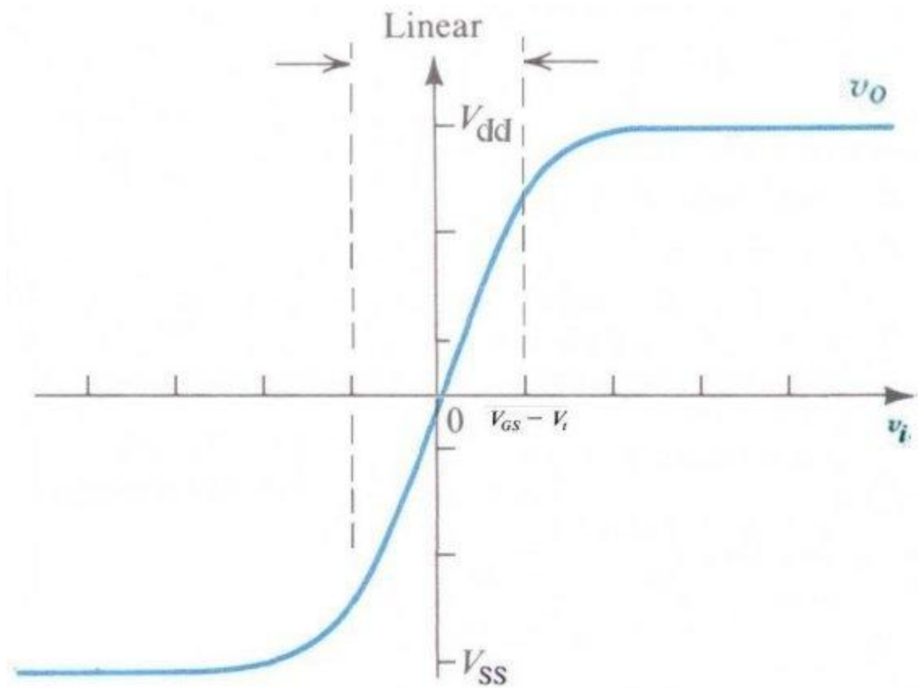
Característica de transferência



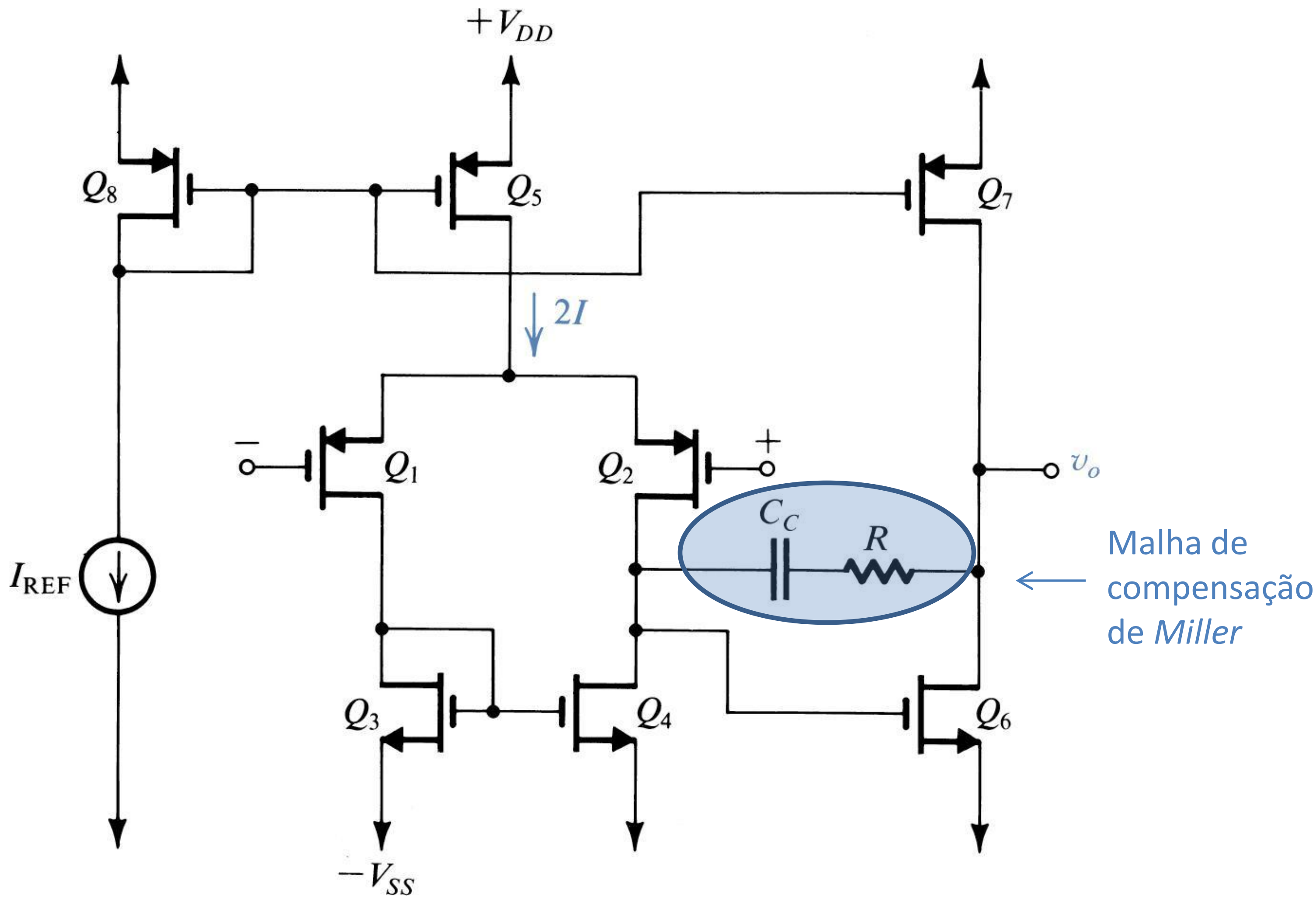


Cargas activas em tecnologia bipolar e CMOS

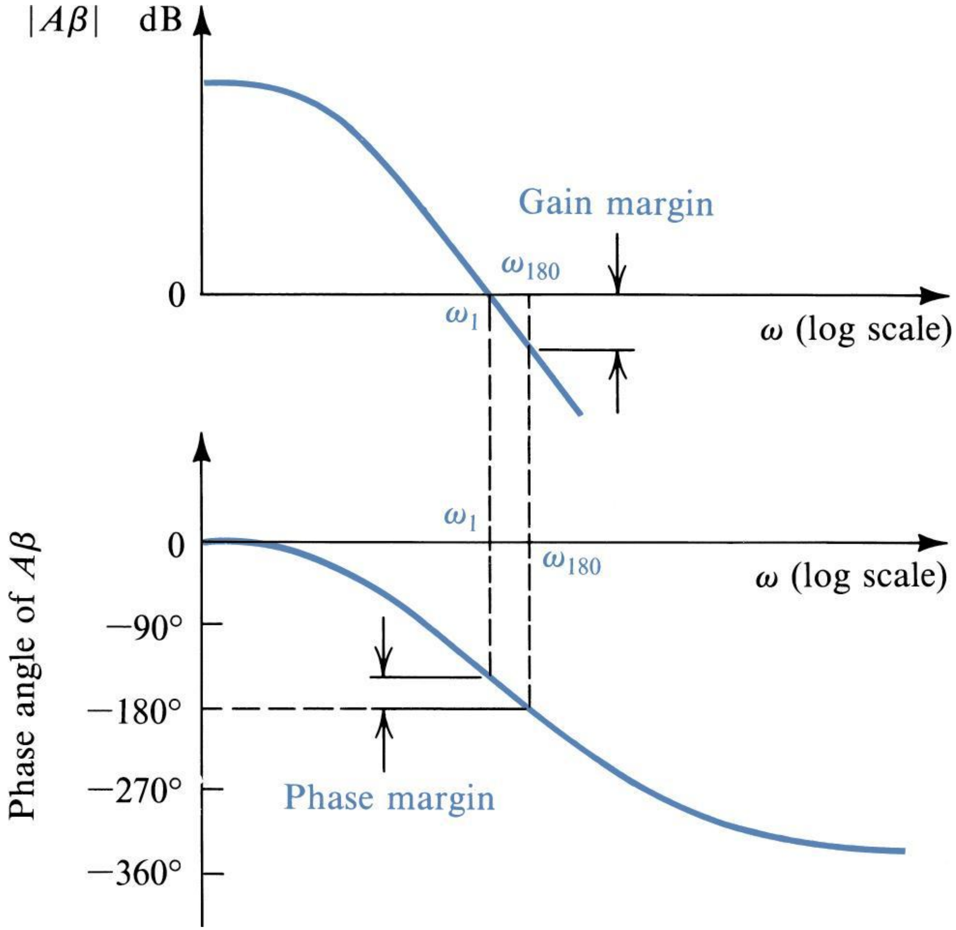




Par diferencial PMOS com carga activa

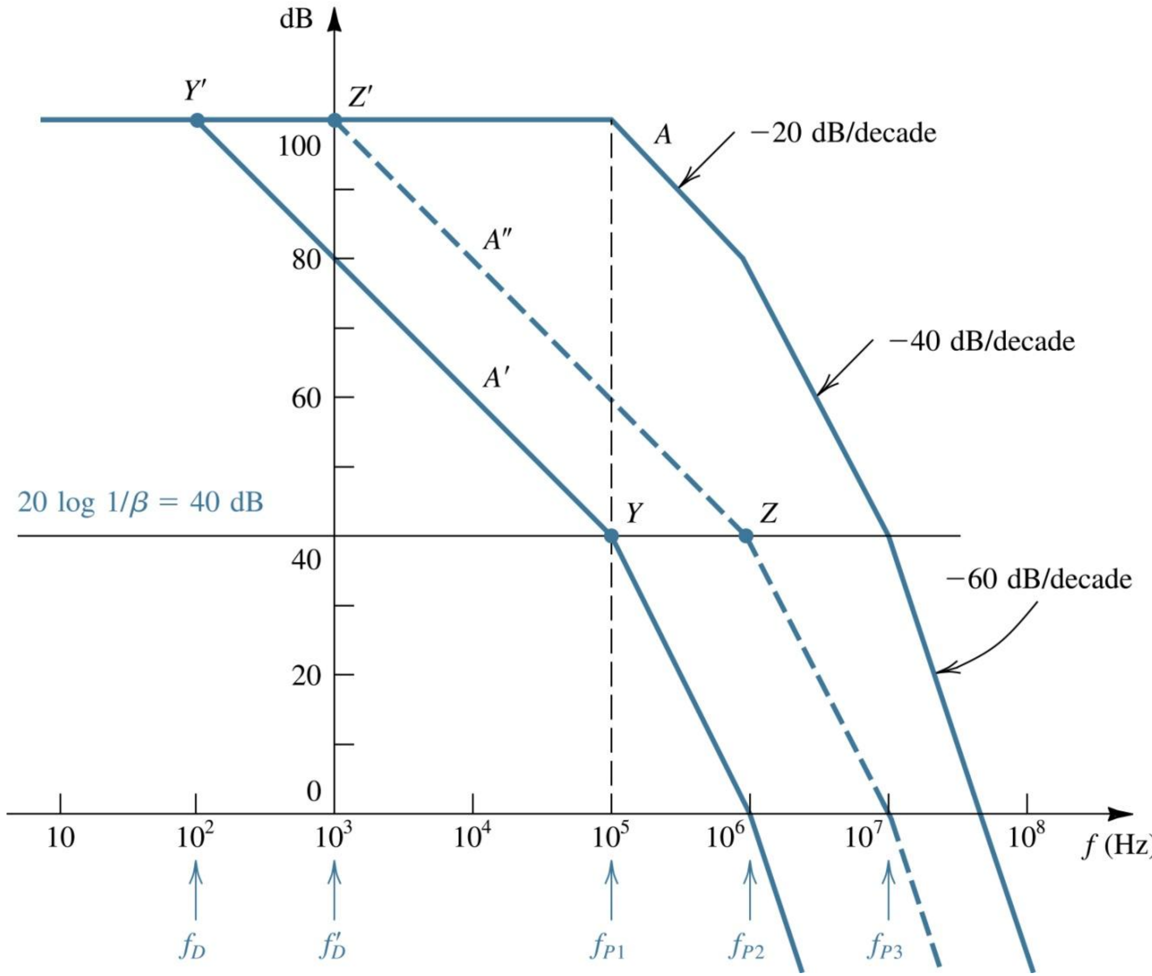


AMPOP de dois andares em tecnologia CMOS

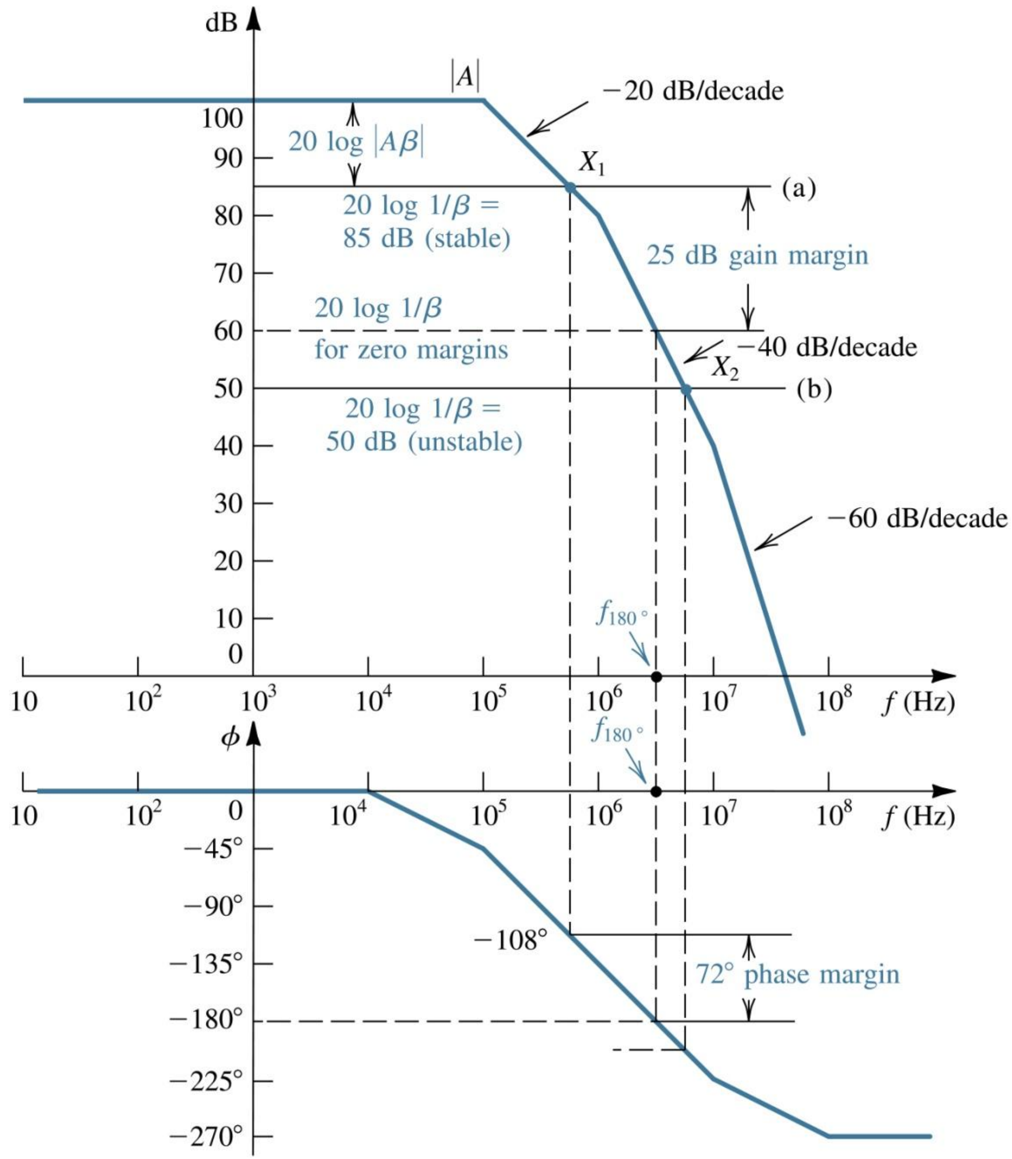


$$\text{Margem de ganho [dB]} = 0 - A\left(f_{\phi=-180^o}\right)$$

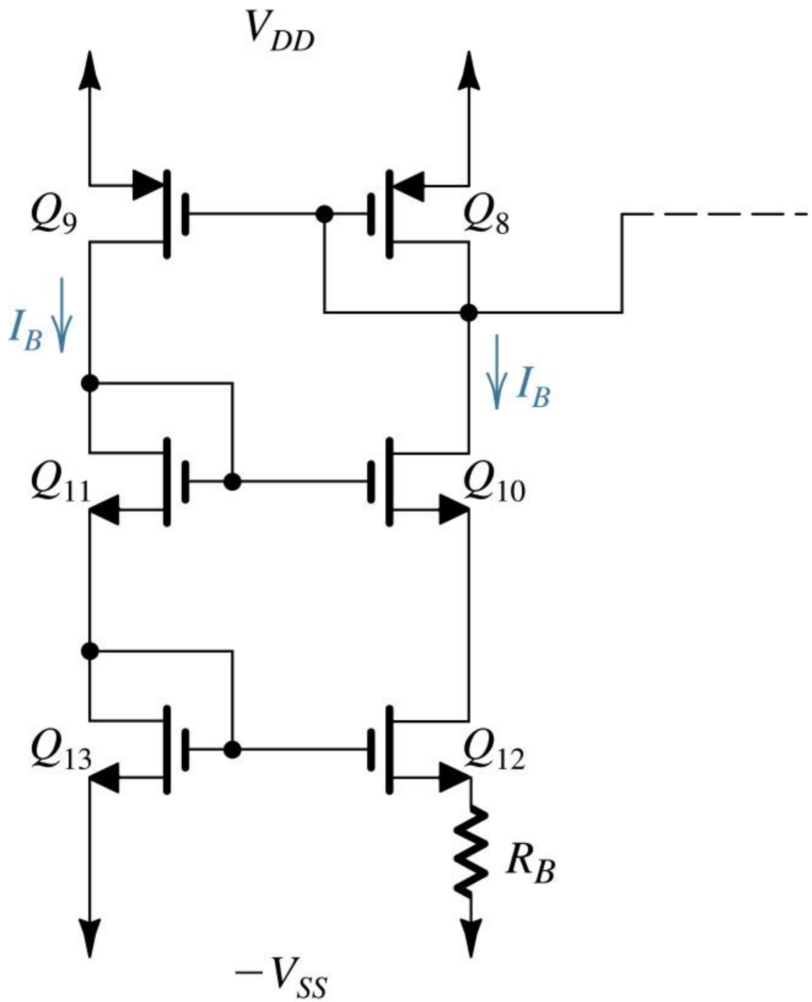
$$\text{Margem de fase [}^o\text{]} = \phi\left(f_{A=0dB}\right) + 180^o$$



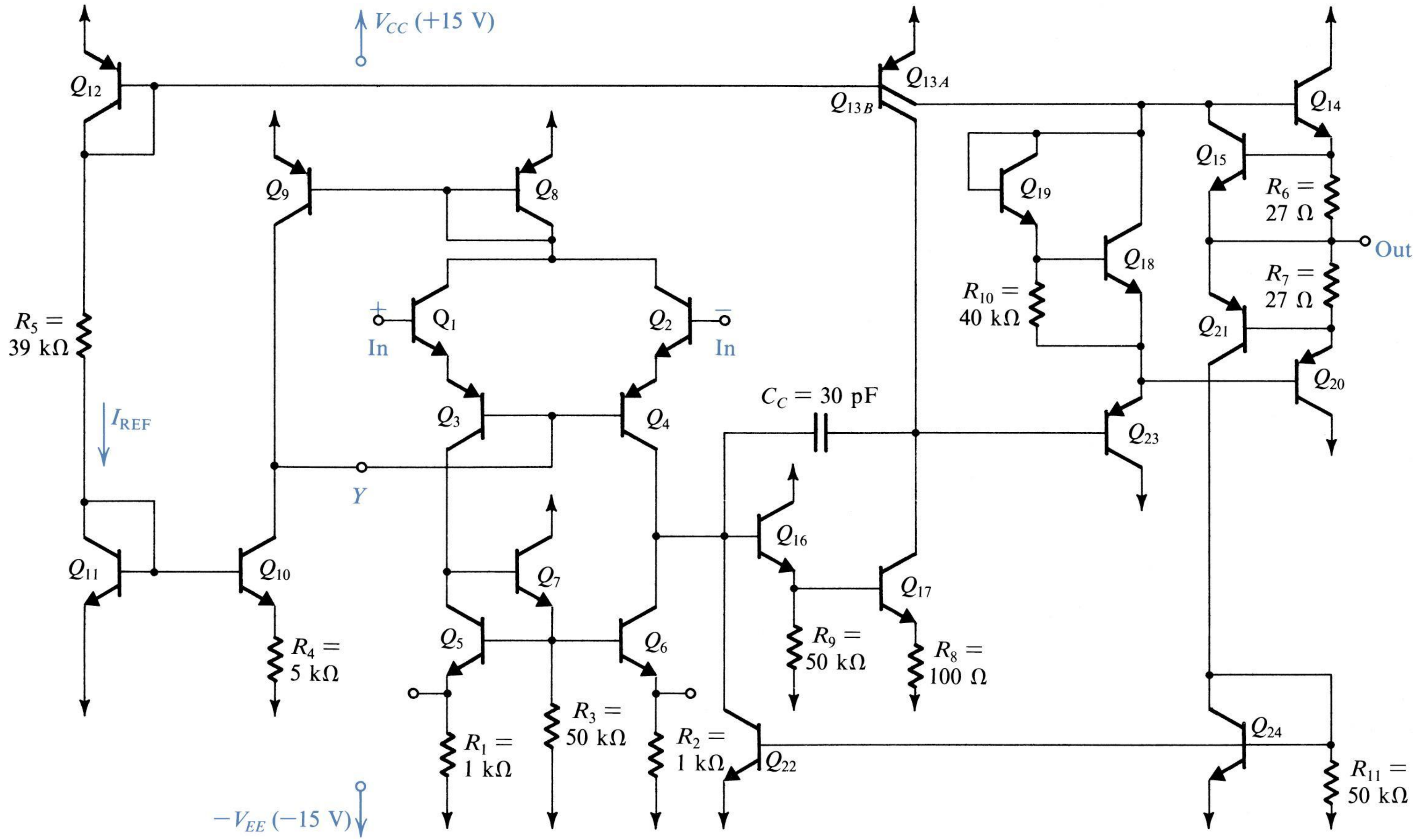
Efeito da compensação de *Miller*
na resposta em frequência do AMPOP



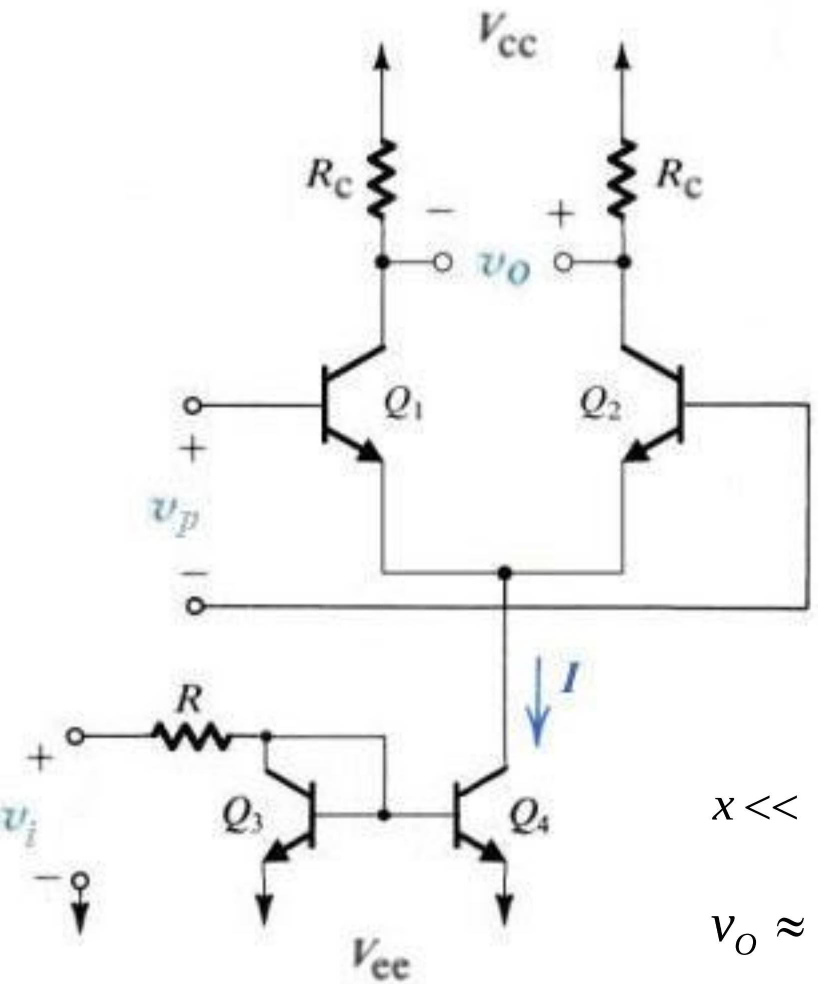
Analise de estabilidade usando o diagrama de *Bode* do AMPOP



Circuito de polarização DC de um AMPOP CMOS



AMPOP de três andares (741)



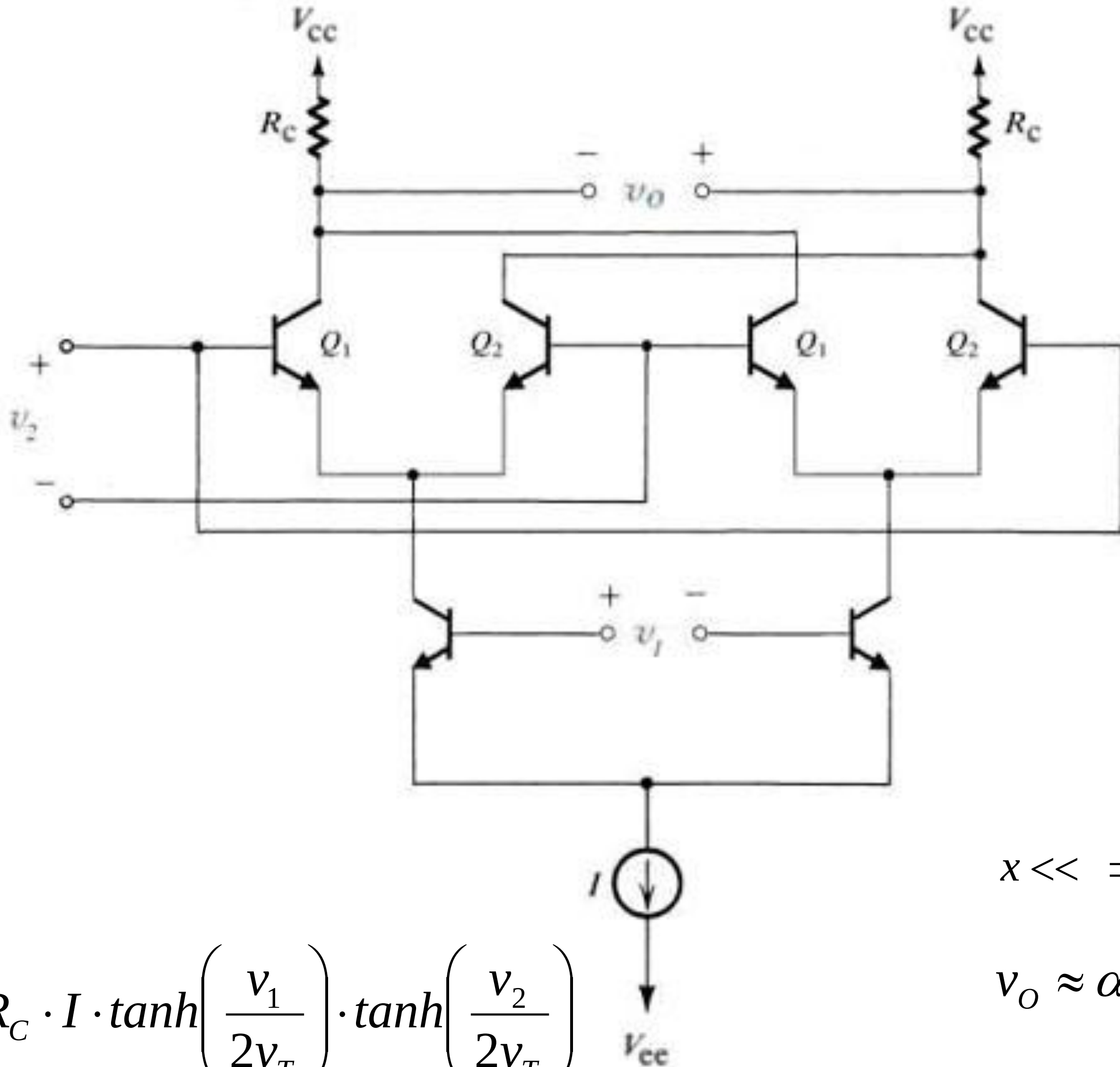
$$v_O \propto v_i \cdot v_p$$

$$x << \;\Rightarrow\; tanh(x) \approx x$$

$$v_O \approx \alpha_F \cdot \frac{R_C}{R} \cdot \frac{v_i}{2v_T} \cdot v_p$$

$$v_O = \alpha_F \cdot R_C \cdot I \cdot tanh\left(\frac{v_p}{2v_T}\right)$$

Multiplicador de *Gilbert*
de dois quadrantes
(v_2 não pode tomar valores negativos)



$$v_O \propto v_1 \cdot v_2$$

$$x << \;\Rightarrow\; tanh(x) \approx x$$

$$v_O = \alpha_F{}^2 \cdot R_C \cdot I \cdot tanh\left(\frac{v_1}{2v_T}\right) \cdot tanh\left(\frac{v_2}{2v_T}\right)$$

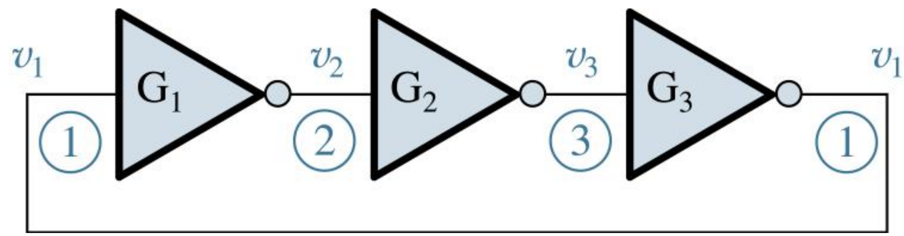
$$v_O \approx \alpha_F{}^2 \cdot R_C \cdot I \cdot \frac{v_1}{2v_T} \cdot \frac{v_2}{2v_T}$$

Multiplicador de *Gilbert* de quatro quadrantes

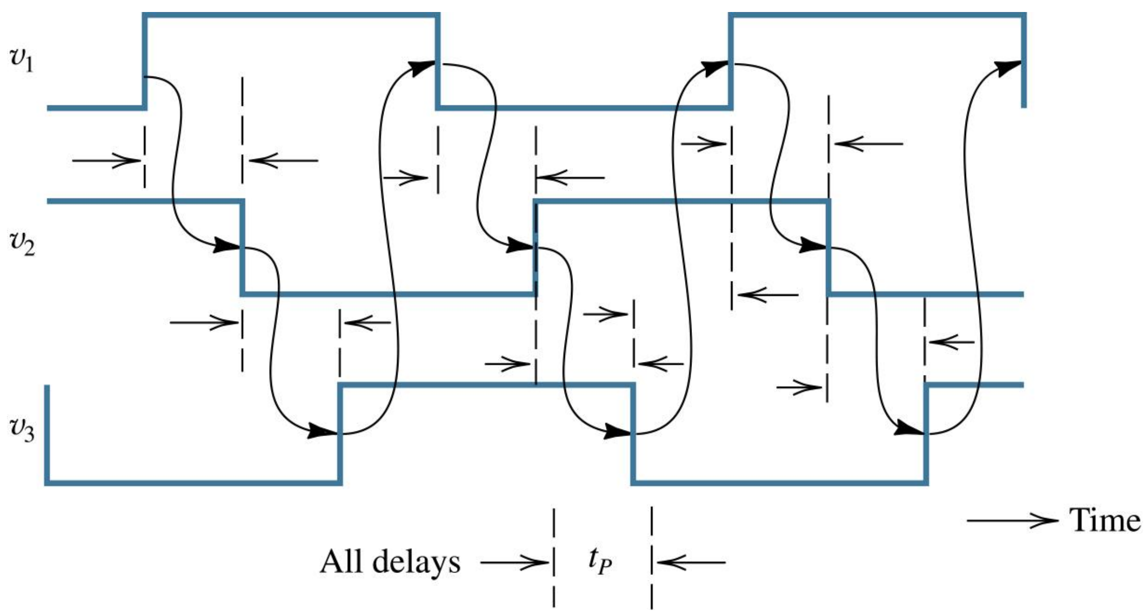
Usado em sistemas de modulação

➢ Osciladores e malhas de captura de fase

- Osciladores
  - Oscilador em anel
  - Oscilador de *Pierce* (cristal)
  - Oscilador de onda triangular
  - Oscilador de relaxação (aestável)
  - Oscilador aestável digital
- Malhas de captura de fase (PLLs)
  - Definições e funcionamento
  - Multiplicador e sintetizador de frequência



$$f_{osc} \propto \frac{1}{t_p}$$

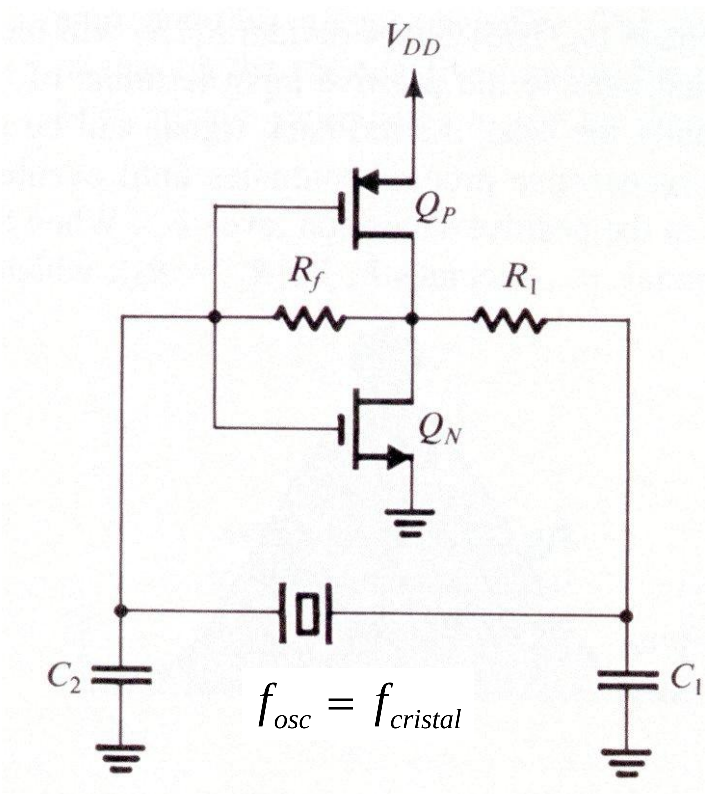


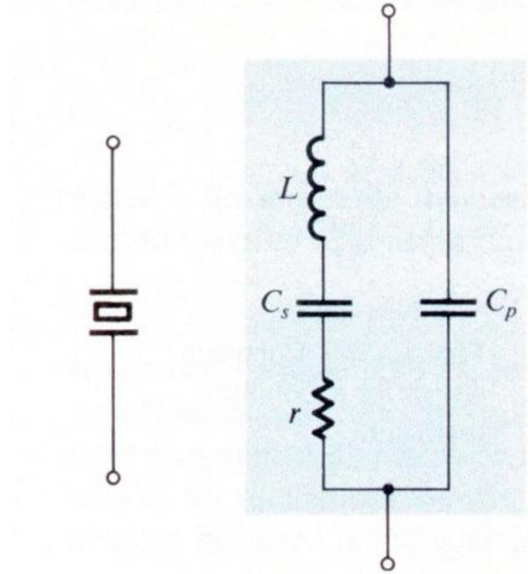
$$f_{osc} = \frac{1}{2 \cdot N \cdot t_p}$$

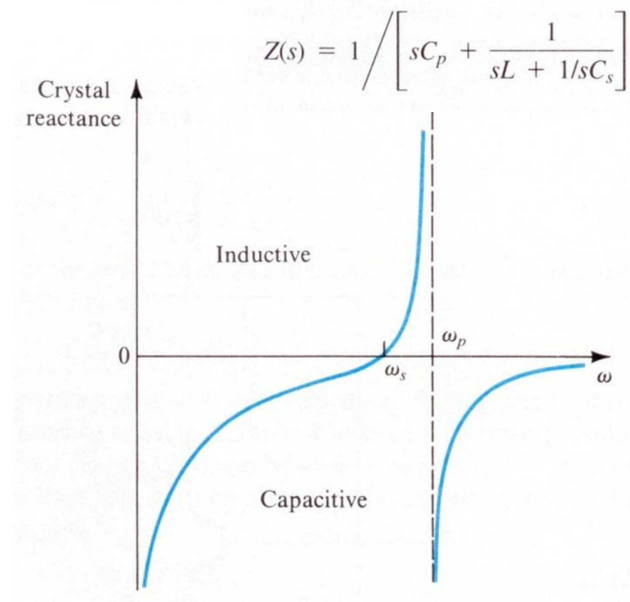
Oscilador em anel

(N impar e superior ou igual a três)

O período do sinal é $T=2 \cdot N \cdot t_p$

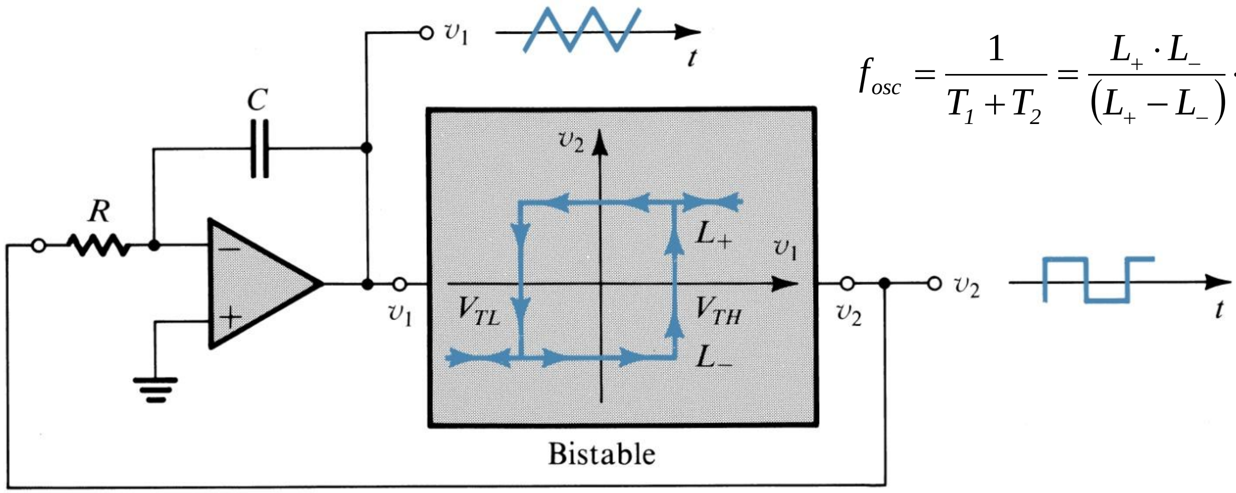






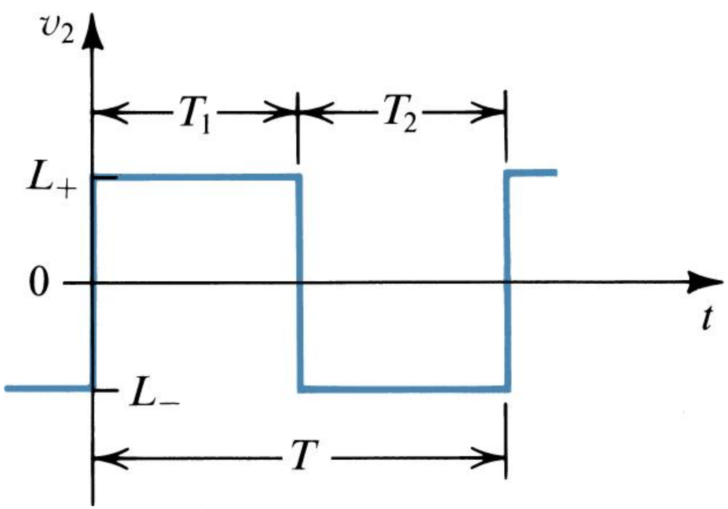
Oscilador de *Pierce*

Modelo equivalente da impedância do cristal

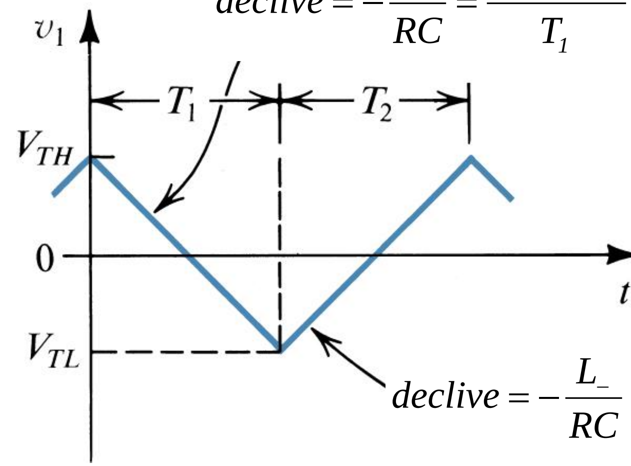


$$f_{osc} = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{L_+ \cdot L_-}{(L_+ - L_-)} \cdot \frac{1}{(V_{TH} - V_{TL})} \cdot \frac{1}{RC}$$

$$f_{osc} \propto \frac{1}{RC}$$



$$declive = -\frac{L_+}{RC} = \frac{V_{TL} - V_{TH}}{T_1}$$

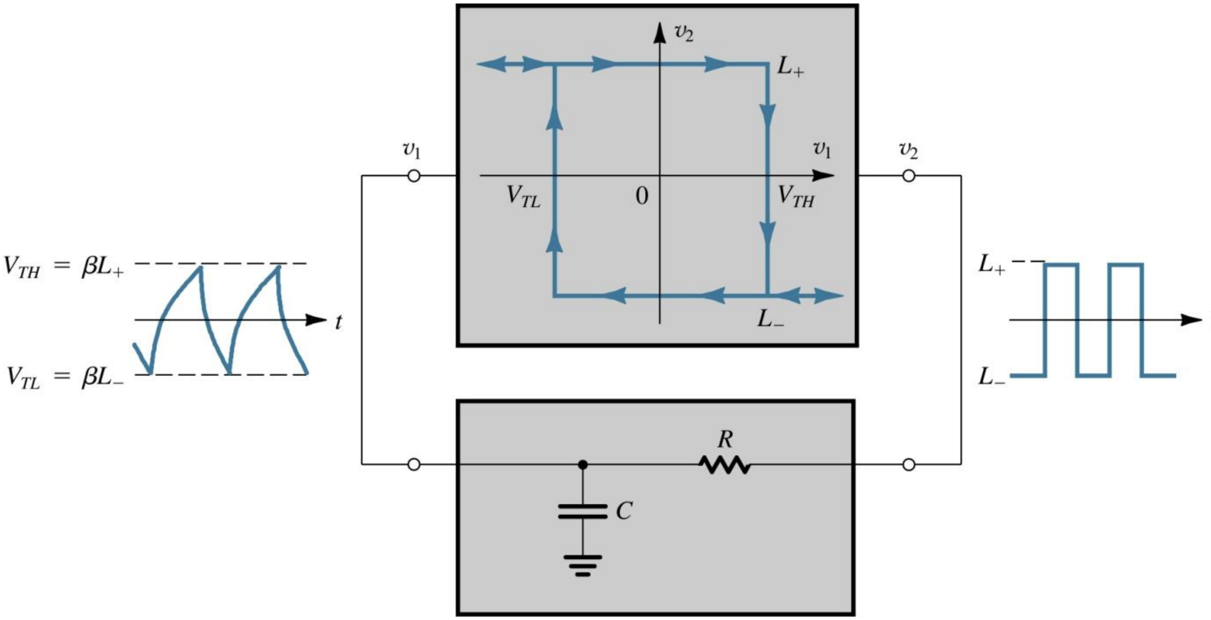


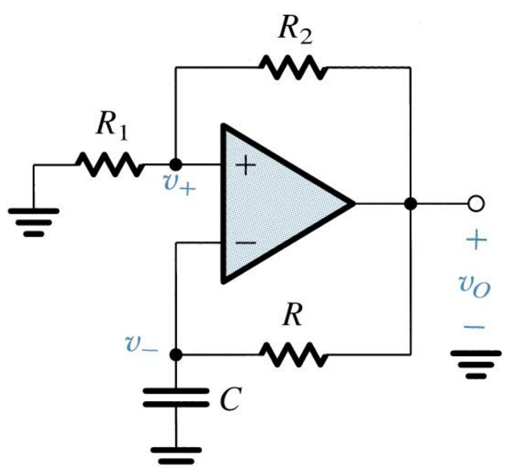
$$declive = -\frac{L_-}{RC} = \frac{V_{TH} - V_{TL}}{T_2}$$

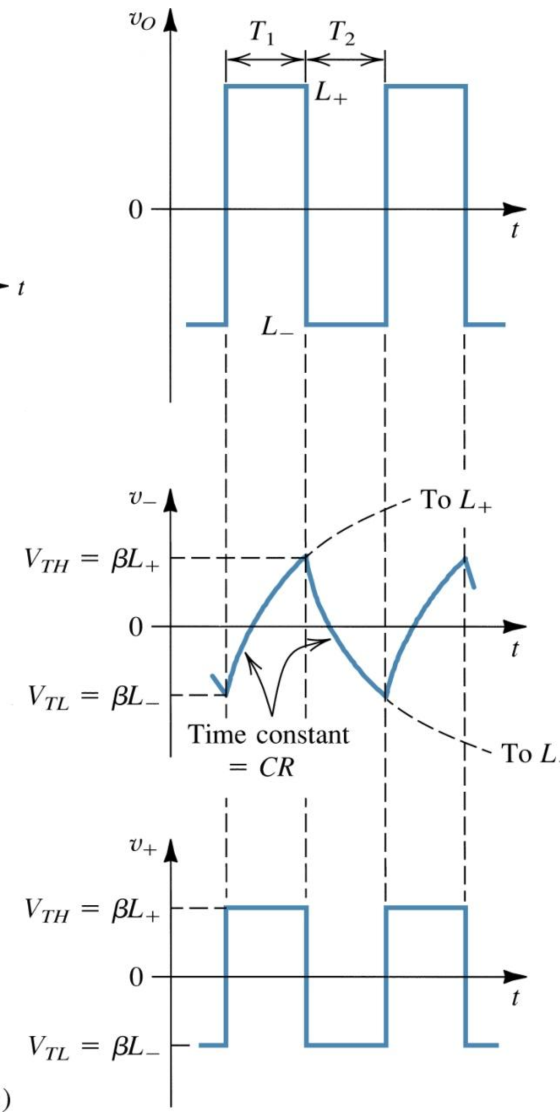
Oscilador de onda triangular

Montagem integradora

e um comparador *Schmitt-trigger*







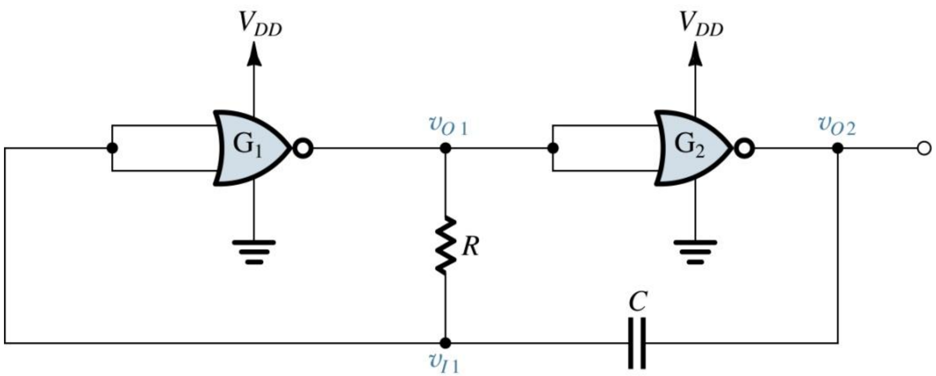
(c)

$$f_{osc} \propto \frac{1}{RC}$$

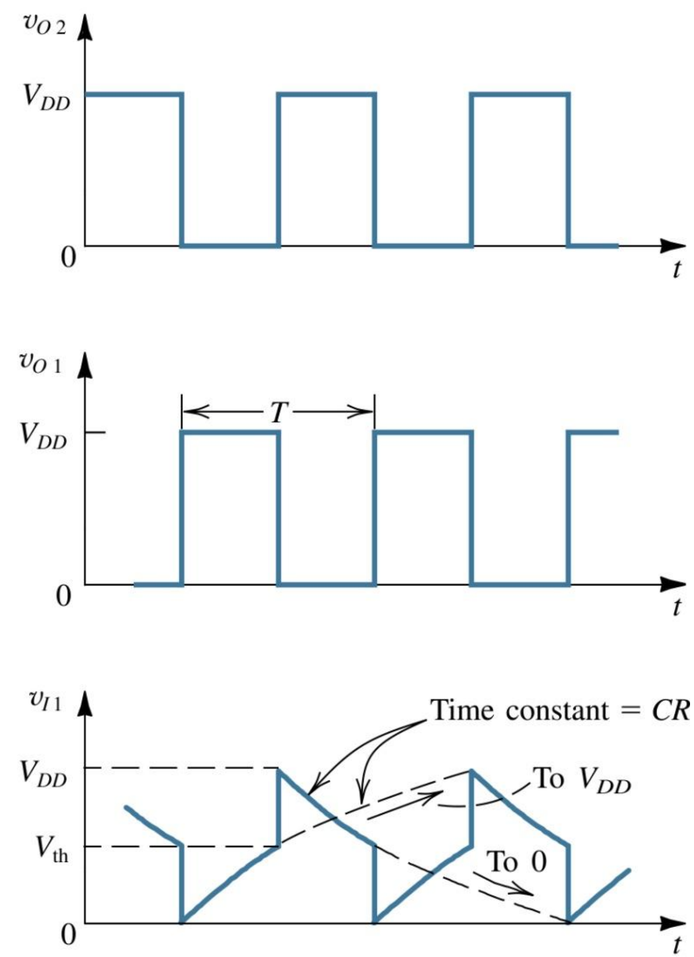
Oscilador de relaxação (aestável)

Comparador *Schmitt-trigger*

e filtro passa-baixo de 1ª ordem

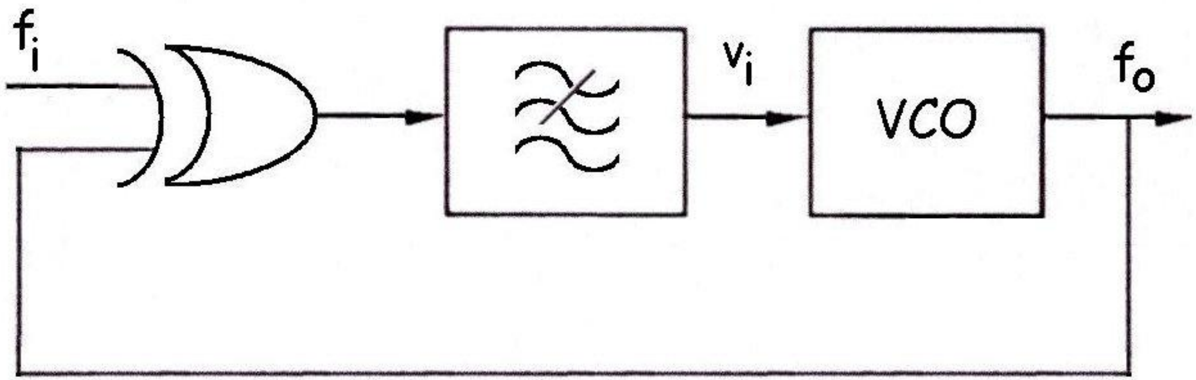


$$f_{osc} \propto \frac{1}{RC}$$



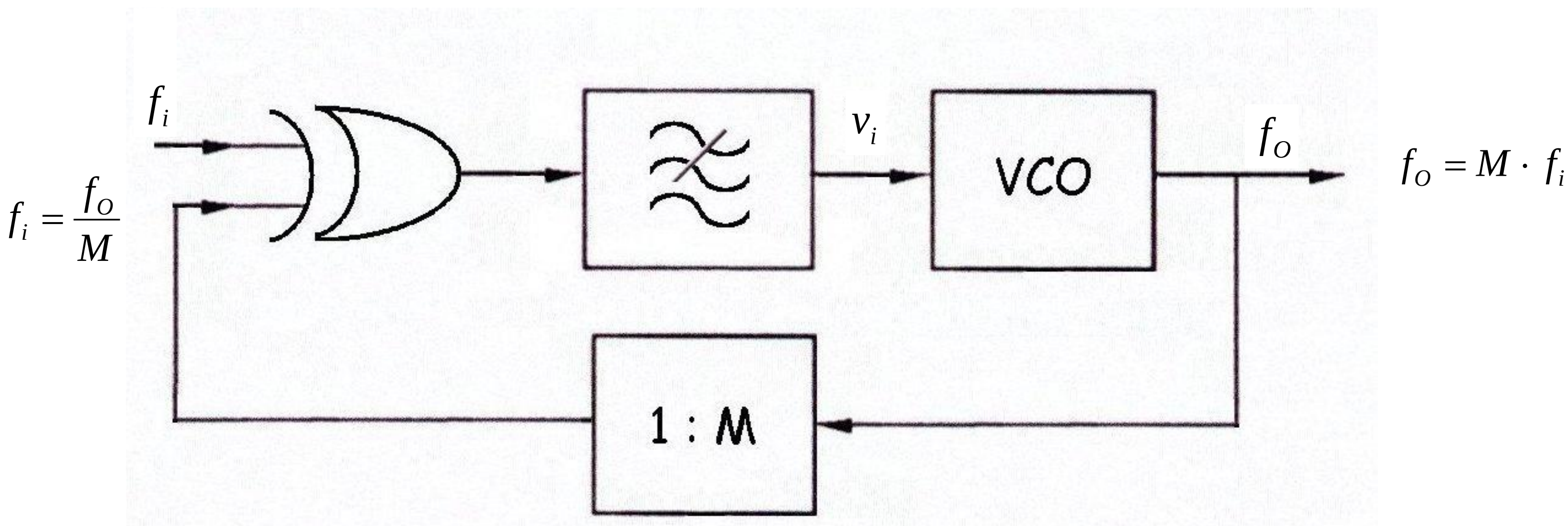
Oscilador aestável digital

Evolução temporal das tensões



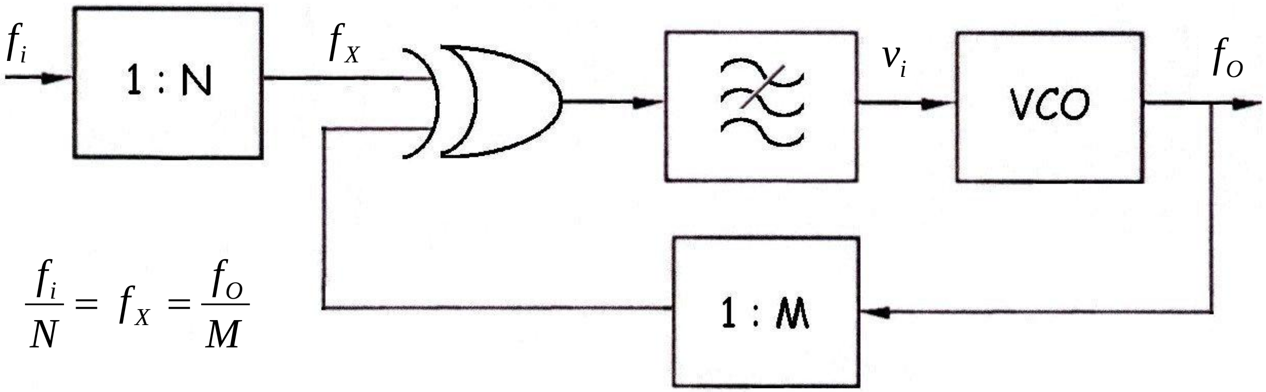
Malha de captura de fase

Phase Locked Loop (PLL)



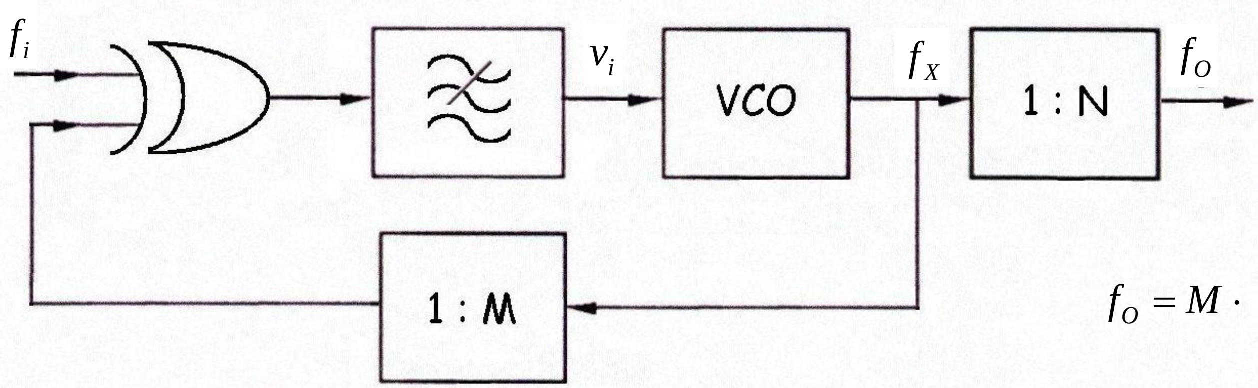
Multiplicador de frequência

Realizado usando uma malha de captura de fase e um contador mód. M



$$\frac{f_i}{N} = f_X = \frac{f_O}{M}$$

$$f_O = M \cdot \frac{f_i}{N}$$



$$f_O = \frac{f_X}{N}$$

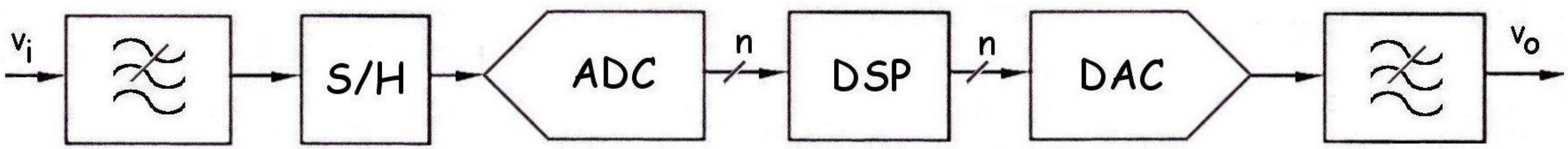
$$f_i = \frac{f_X}{M}$$

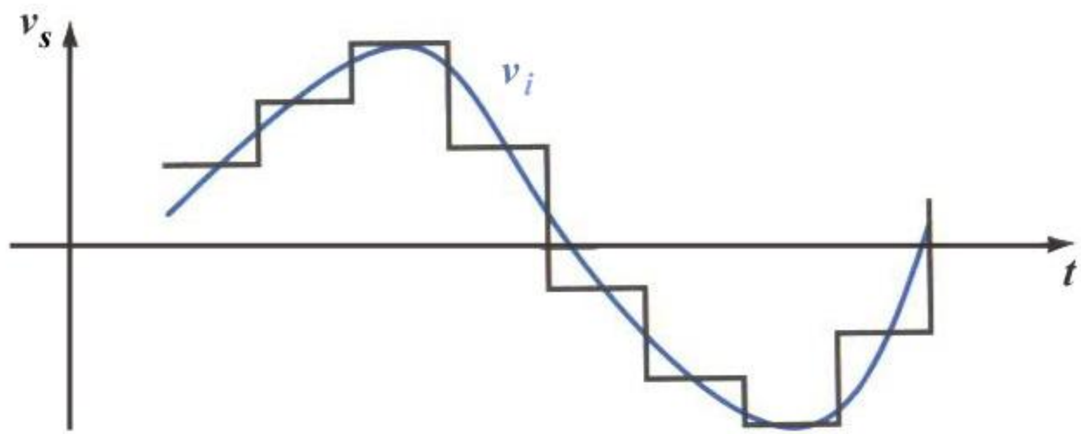
$$f_O = M \cdot \frac{f_i}{N}$$

Sintetizador de frequência
Equações

Conversores A/D e D/A

- Sistema de processamento de sinal
  - Amostragem: circuito de *sample&hold*
- Conversores D/A
  - Conversor D/A com base num agregado binário de resistências
  - Conversor D/A com base numa malha R-2R
  - Conversor D/A paralelo (*flash)*
- Conversores A/D
  - Conversor A/D paralelo (*flash)*
  - Conversor A/D por aproximações sucessivas
  - Conversor A/D de dupla-rampa
  - Conversor multi-passo (*pipeline*)

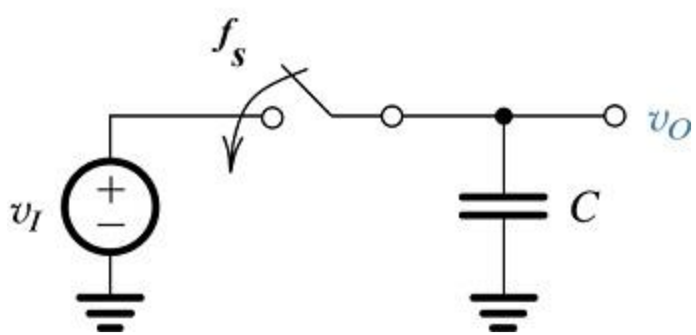


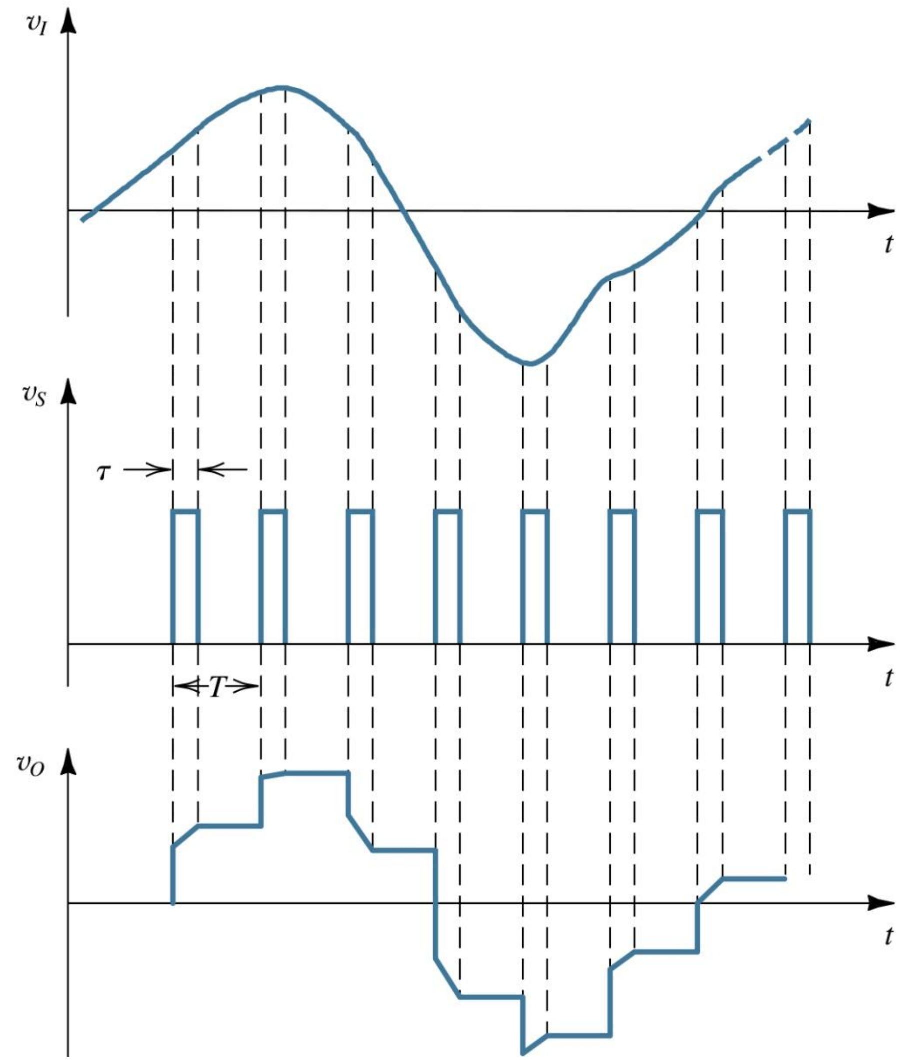


Sistema de processamento de sinal

Sinal de entrada v_i

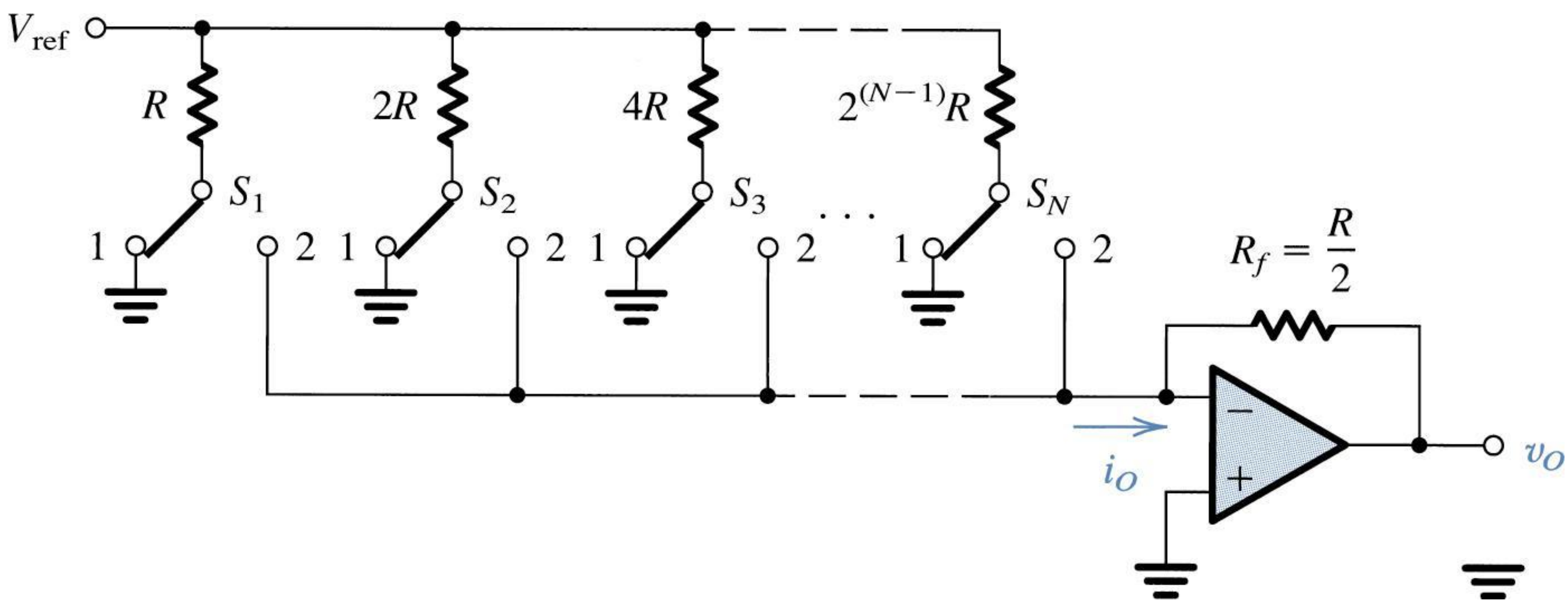
Sinal amostrado v_s



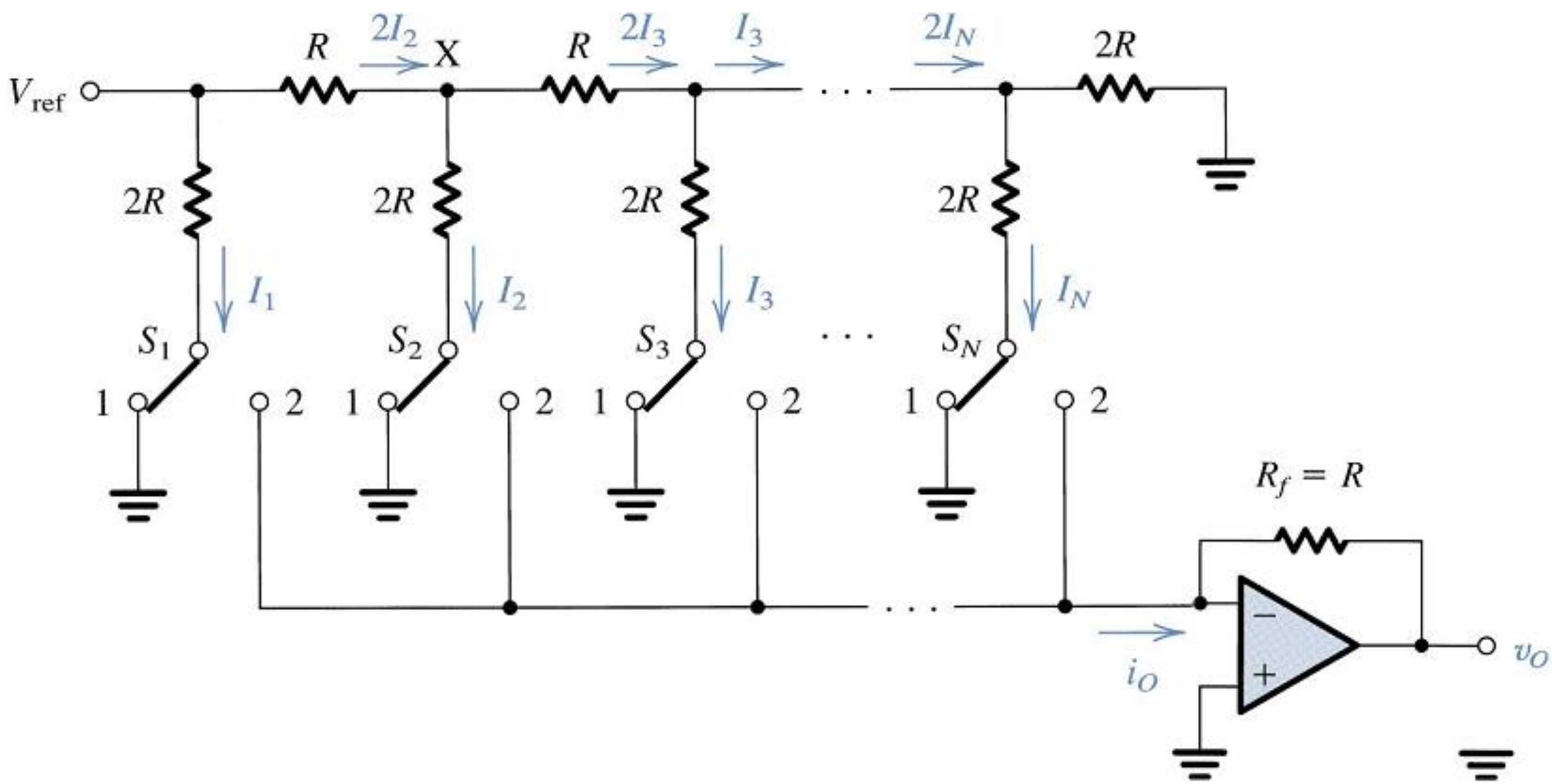


Circuito de *Sample-and-hold* (S/H)

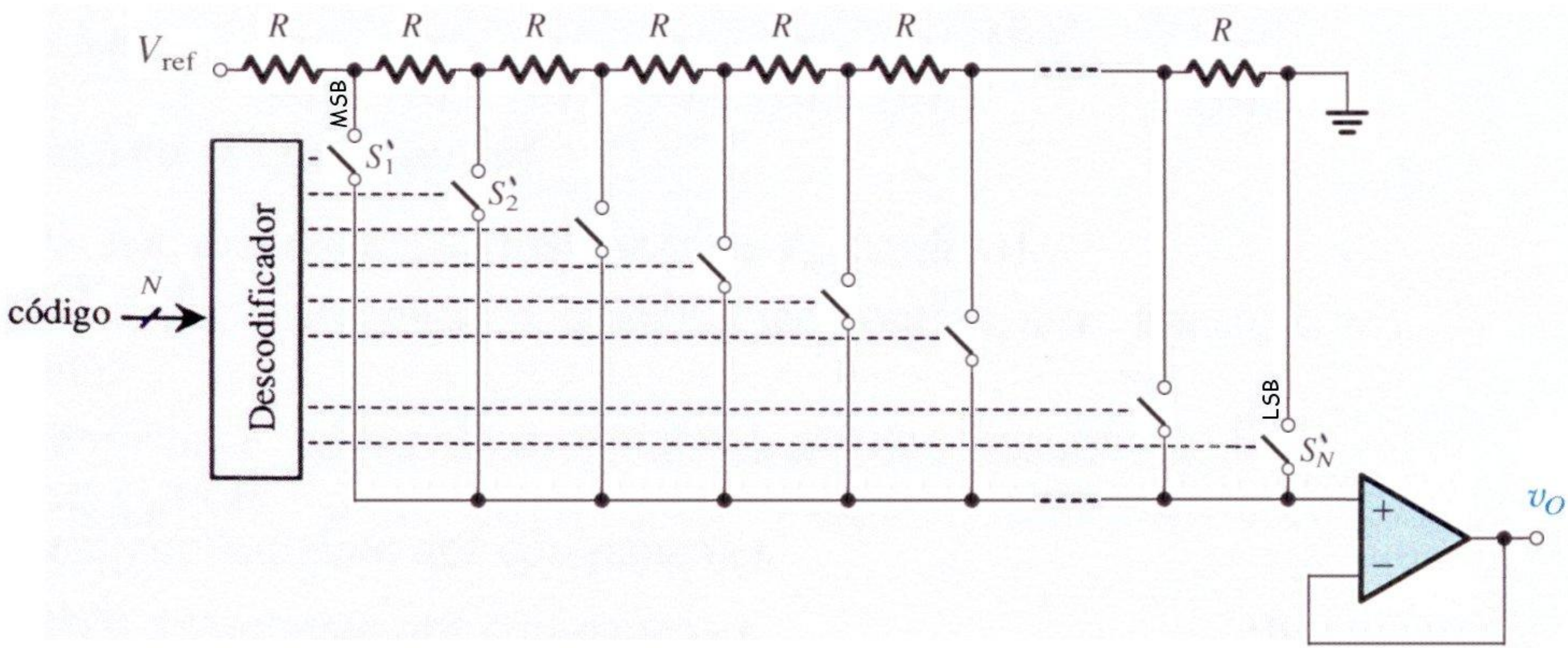
Amostragem de um sinal a $f_s=1/T$



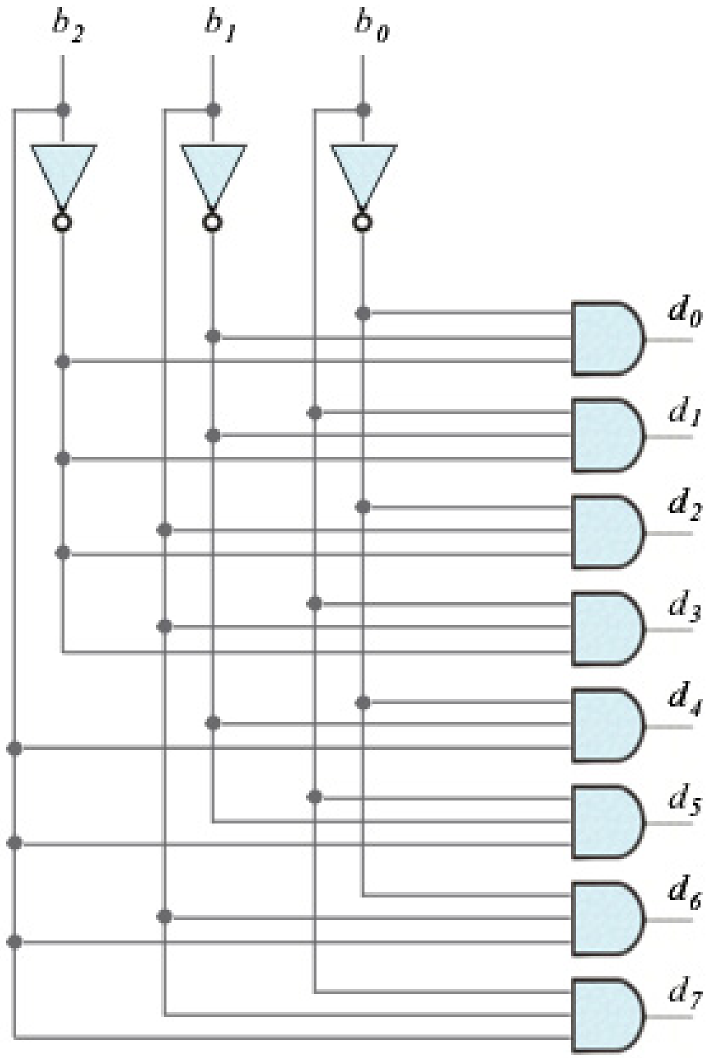
Conversor D/A (*N*-bits) usando um agregado binário de resistências



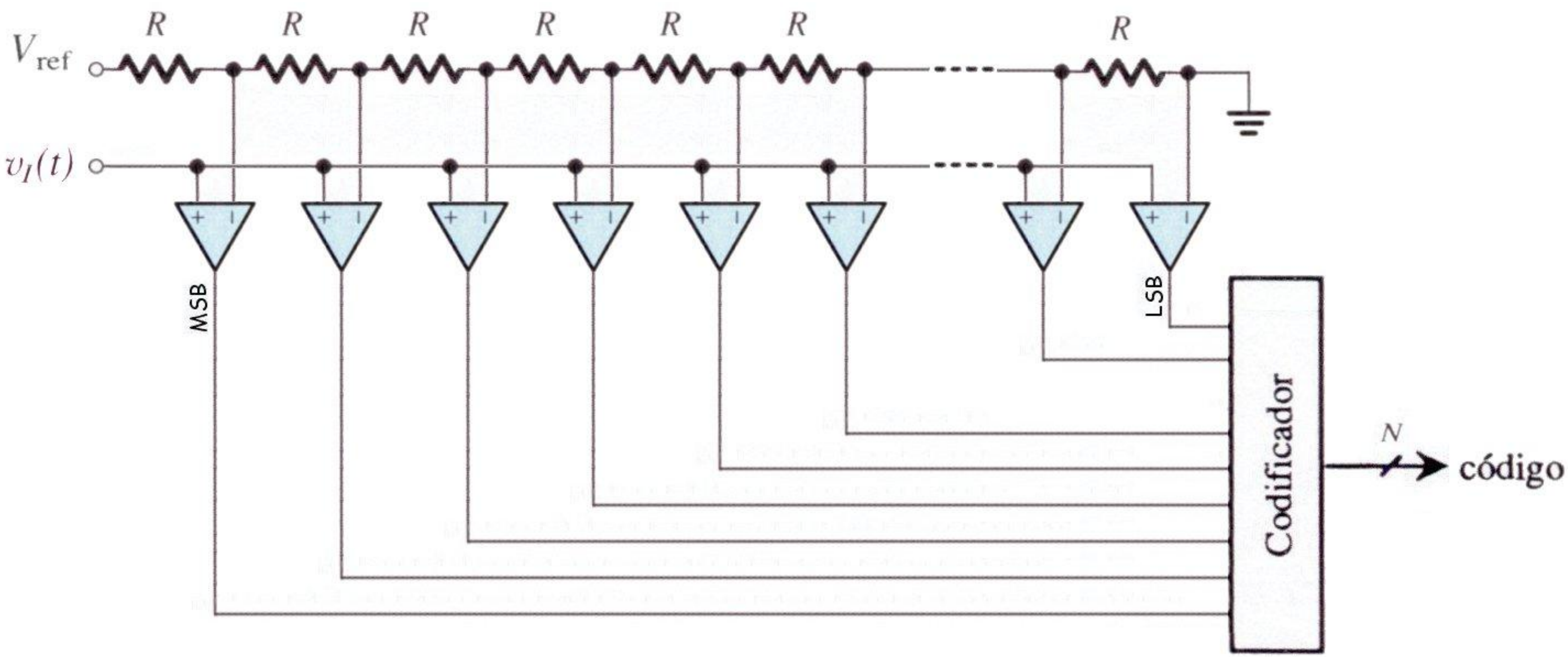
Conversor D/A (*N*-bits) com base numa malha resistiva R-2R



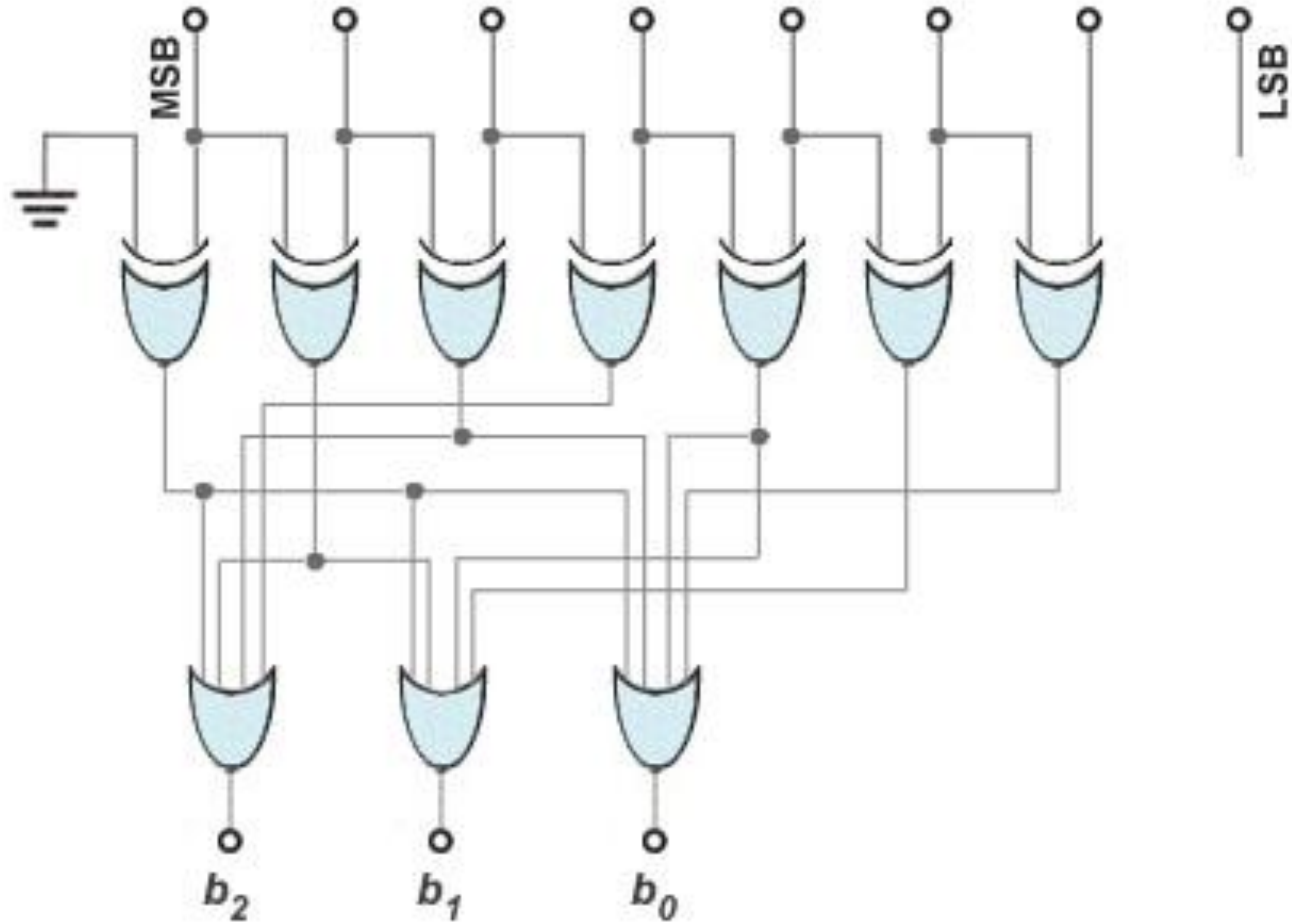
Conversor D/A (*N*-bits)
***flash* (ou paralelo)**



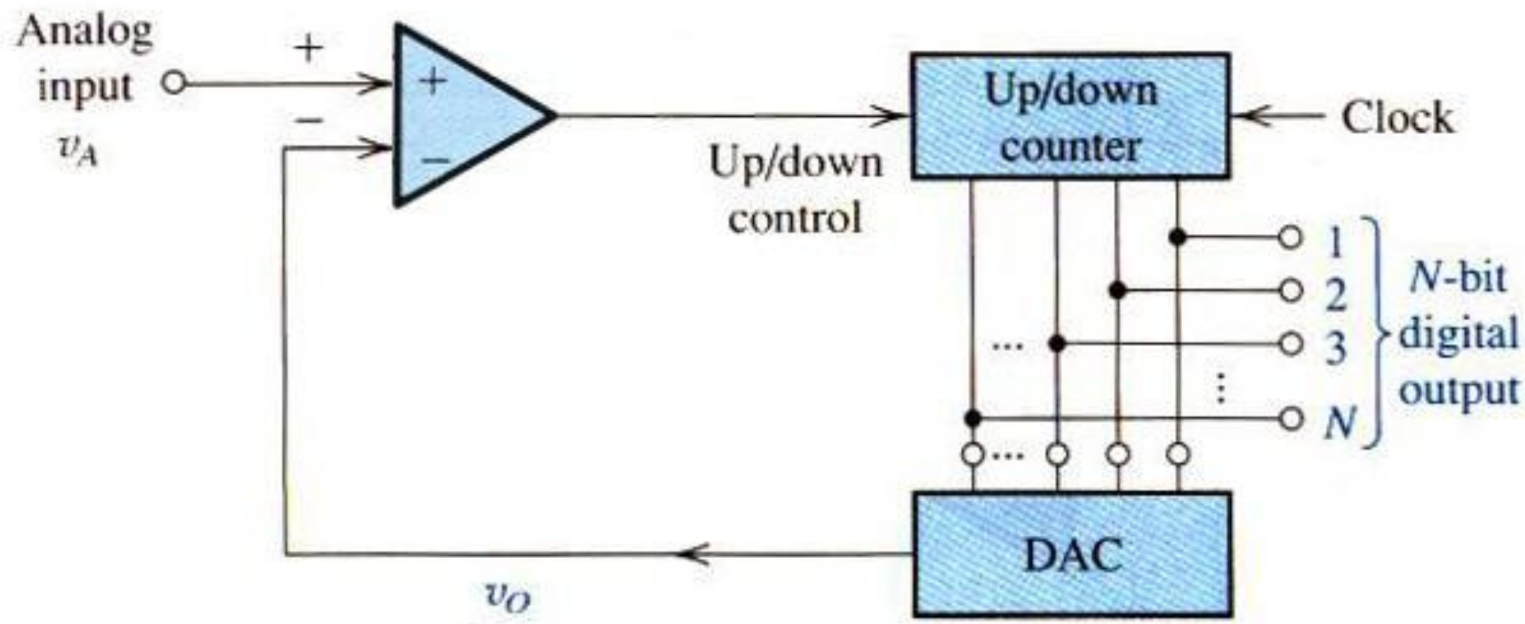
Conversor D/A *flash*
Descodificador 3-8 bits



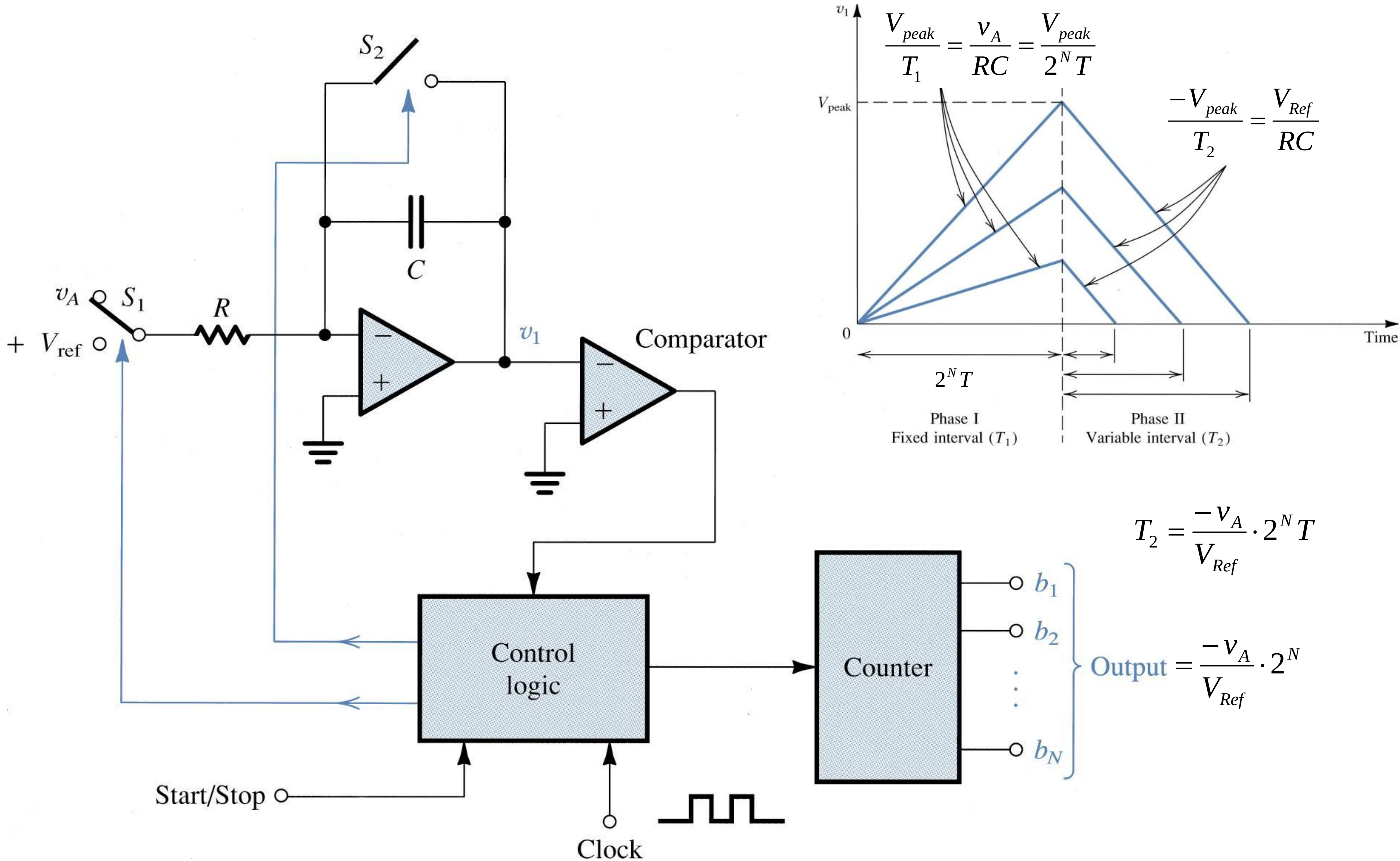
Conversor A/D (*N*-bits)
***flash* (ou paralelo)**



Conversor A/D *flash*
Codificador 8-3 bits
(código termómetro para binário)

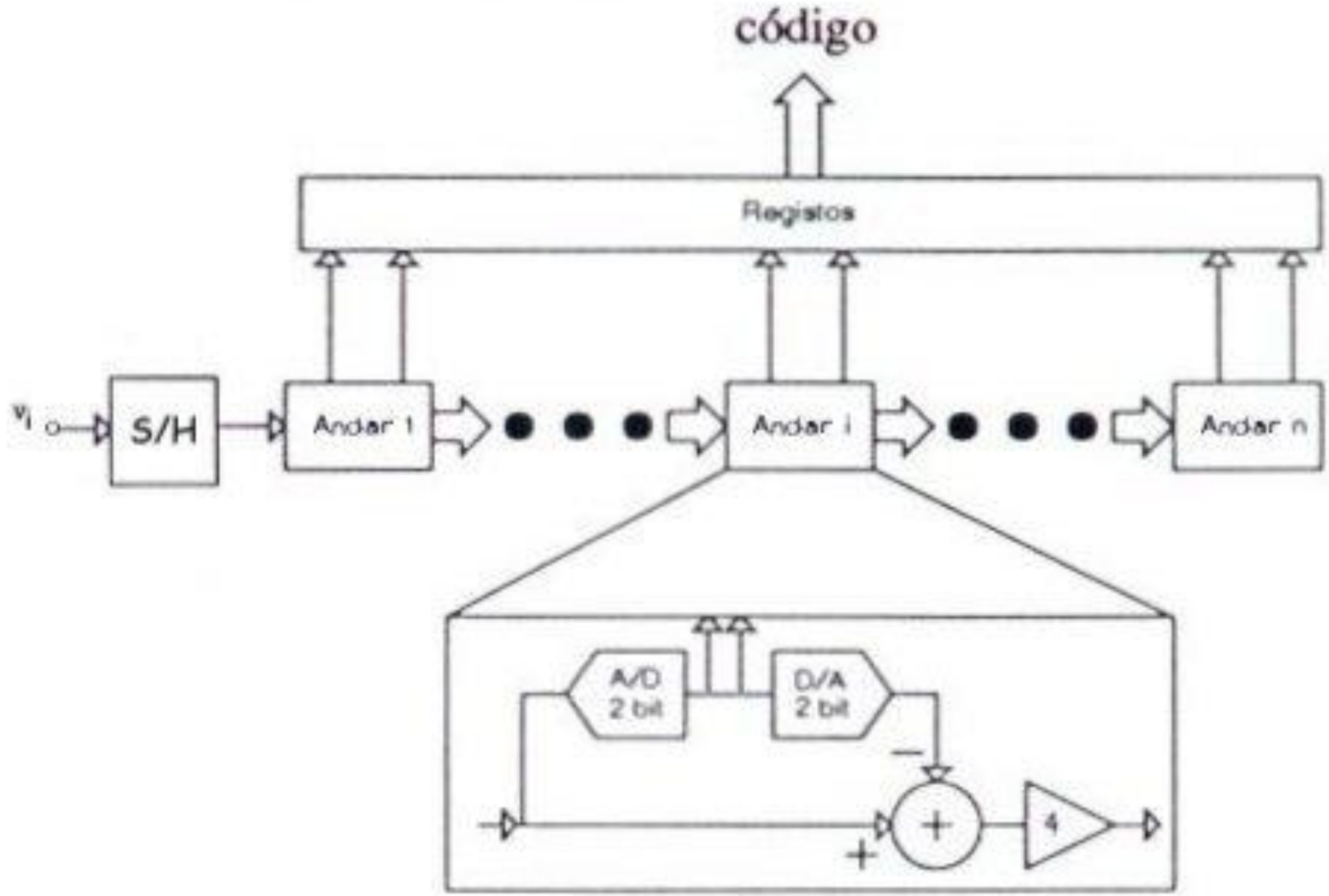


Conversor A/D (*N*-bits)
por aproximações sucessivas (SAR)



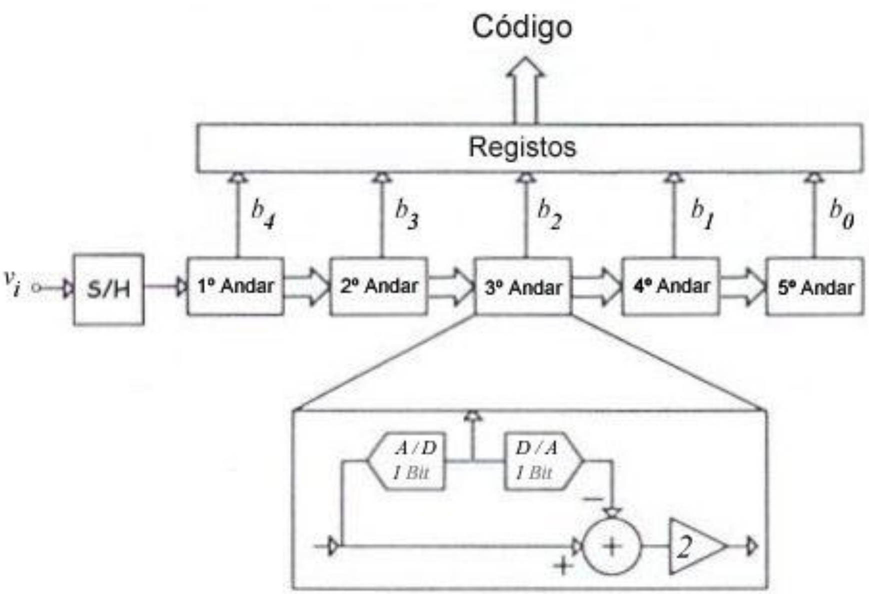
Conversor A/D (*N*-bits) de dupla rampa

(a tensão de entrada v_A é negativa)

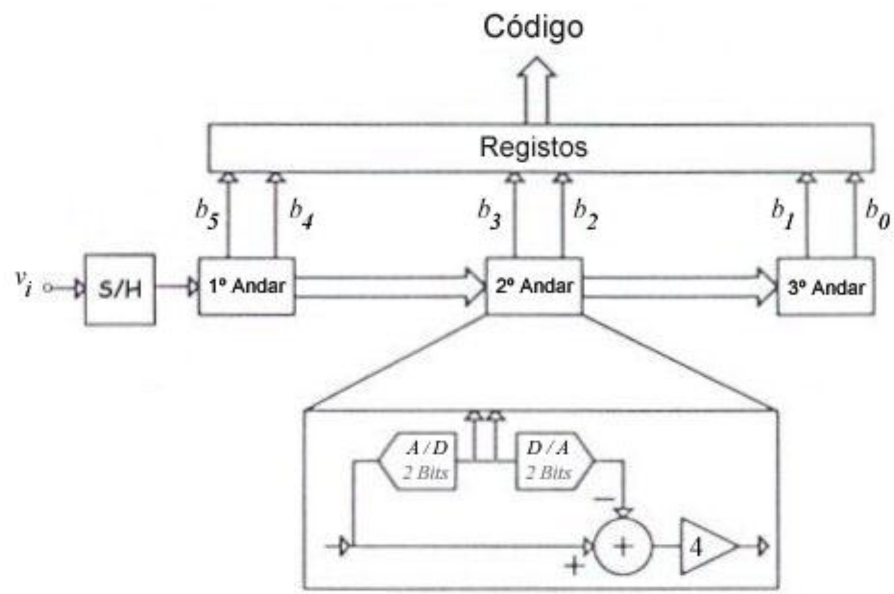


Conversor A/D multi-passo (*pipeline*)
Este conversor usa uma arquitectura de 2 bits por andar

Conversor A/D de 5 bits (1 bit/andar)



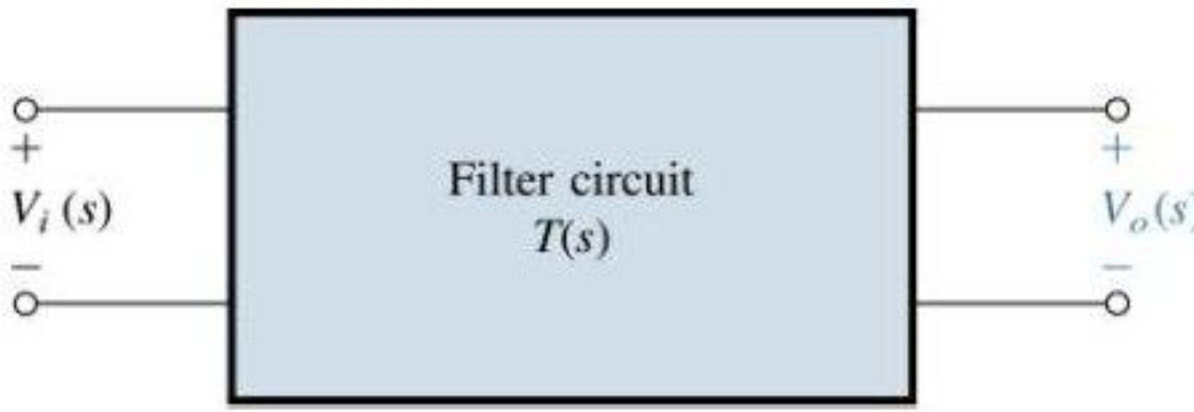
Conversor A/D de 6 bits (2 bit/andar)



Conversor A/D multi-passo (*pipeline*)
Arquitecturas de 1 bit
e de 2 bits por andar

➢ Filtros

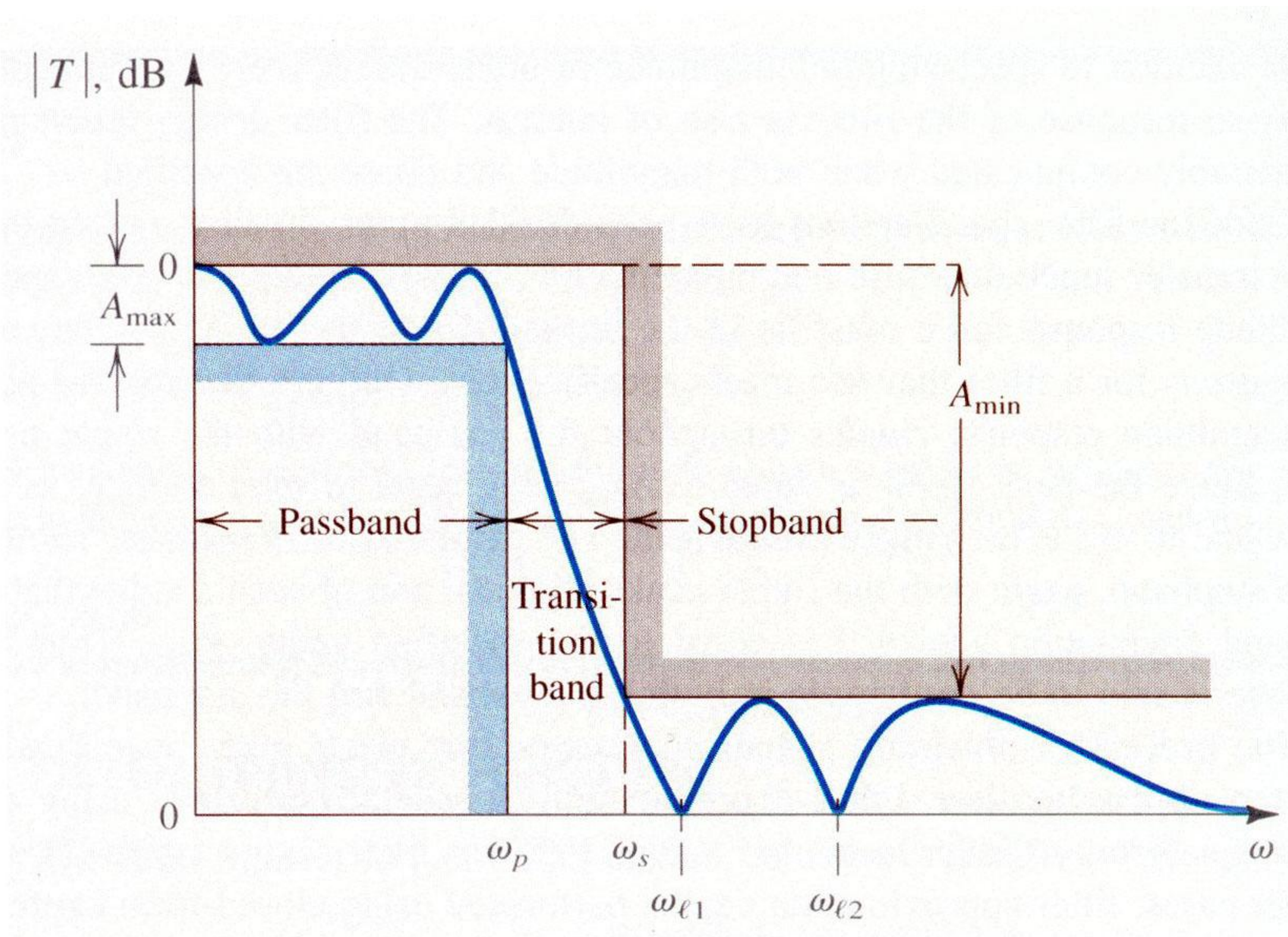
- Classificação de filtros
  - Passa-baixo; passa-alto; passa-banda; rejeita-banda
- Estudo e dimensionamento de filtros
  - Análise no domínio da frequência
    - Diagrama de *Argand*
    - Diagrama de *Bode*
  - Análise no domínio do tempo
- Filtros de 1ª e 2ª ordem
  - Filtros passivos
  - Filtros Activos (AMPOP-RC)
- Filtros de *Butterworth*



$$T(s) = \frac{a_M (s - z_1)(s - z_2) \cdots (s - z_M)}{(s - p_1)(s - p_2) \cdots (s - p_N)}$$

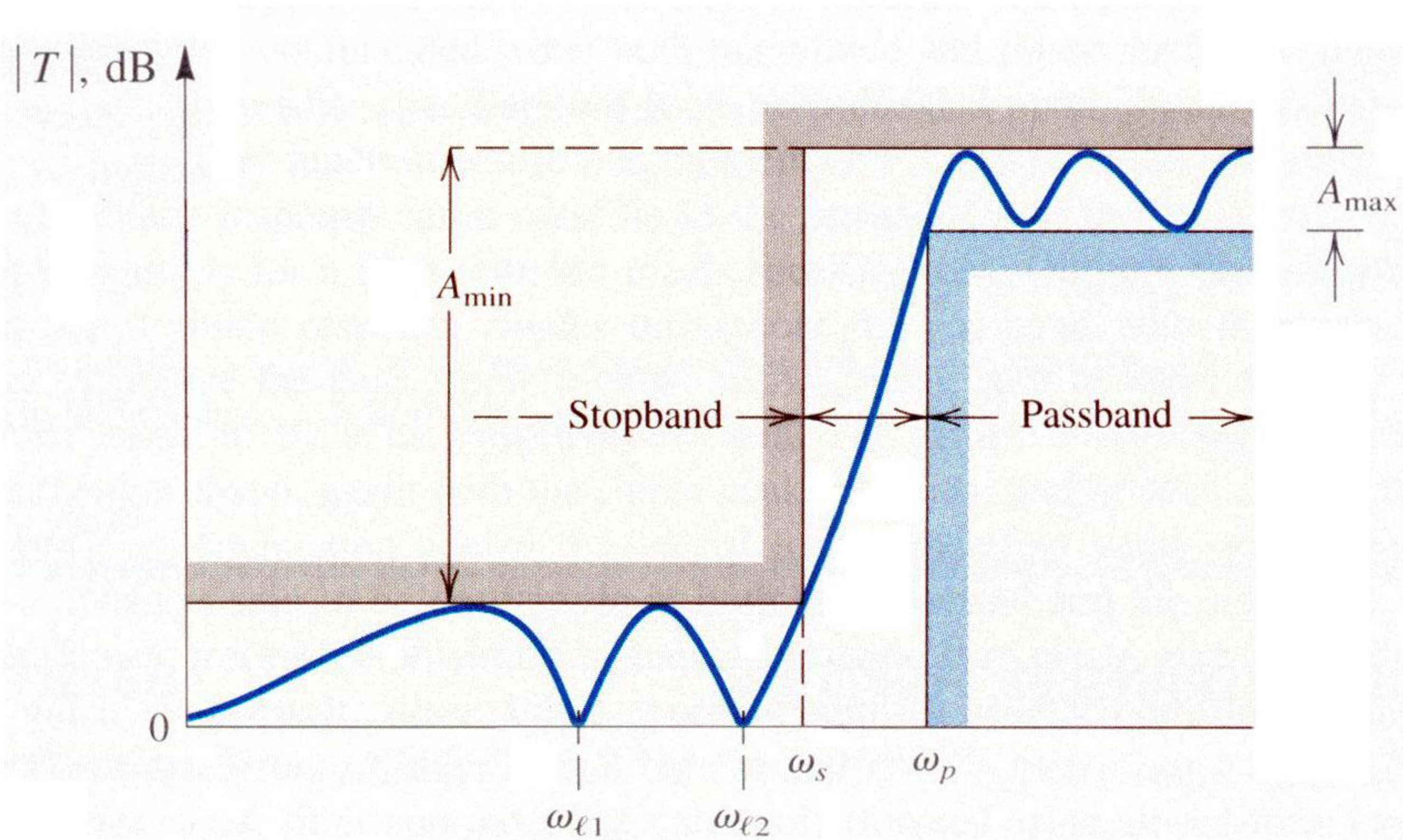
Filtro genérico

Função de transferência no domínio da Transformada de *Laplace*

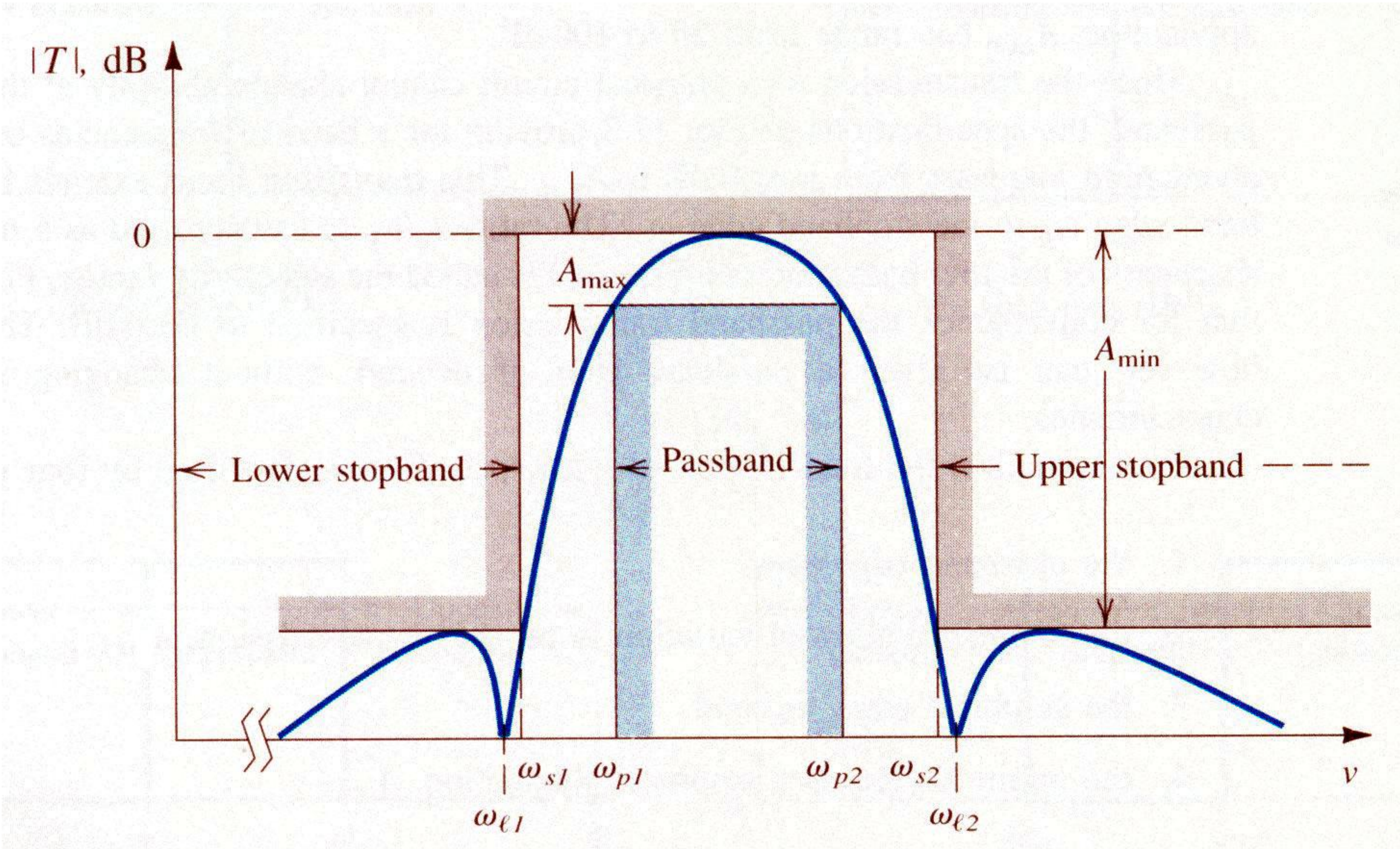


Filtro passa-baixo

Bandas de passagem, banda de corte e banda de transição. Ondulação

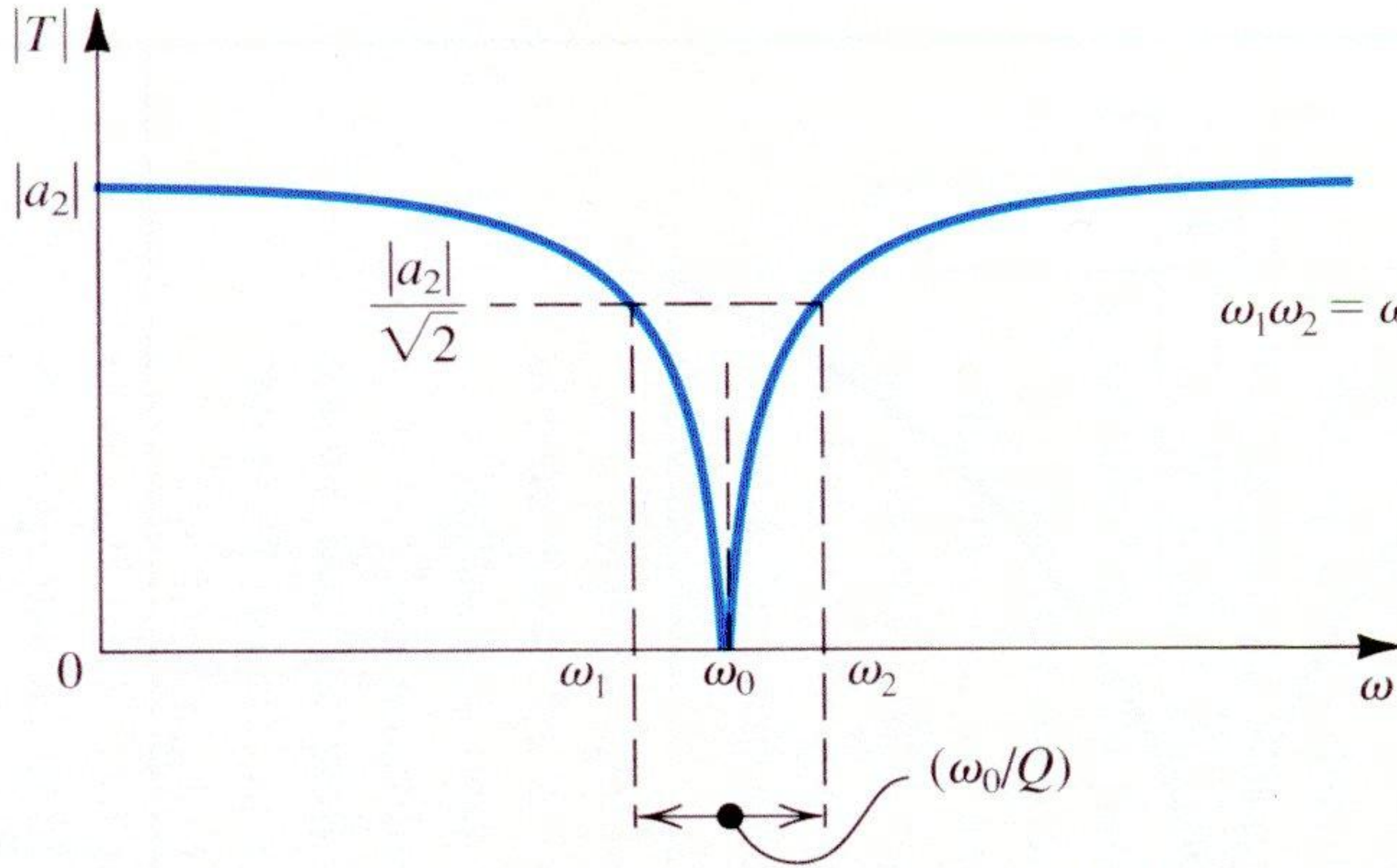


Filtro passa-alto
Especificação de filtros



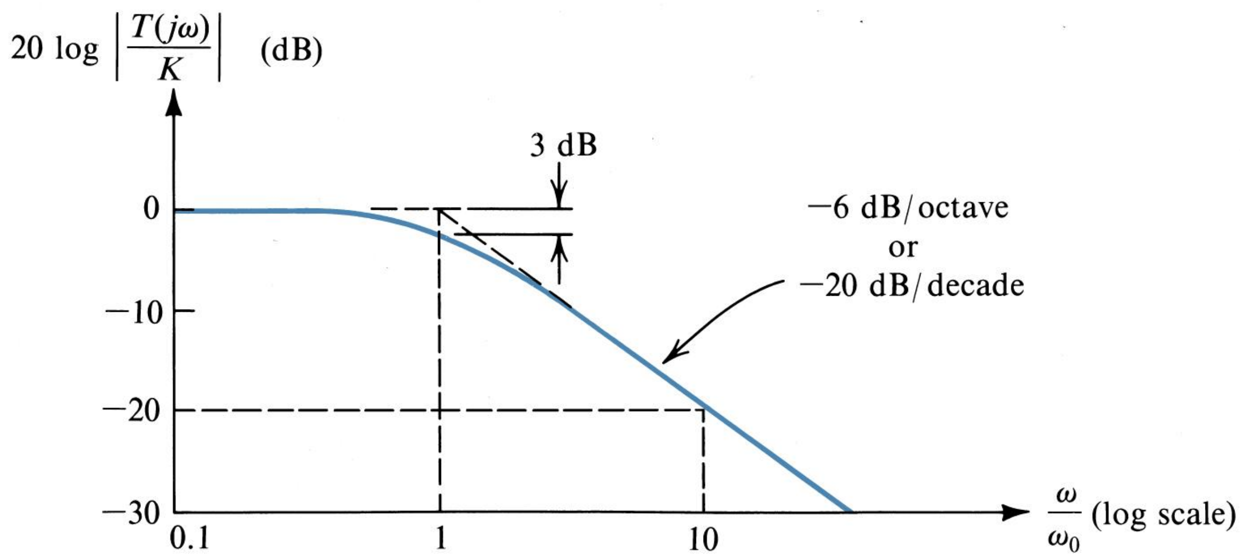
Filtro passa-banda

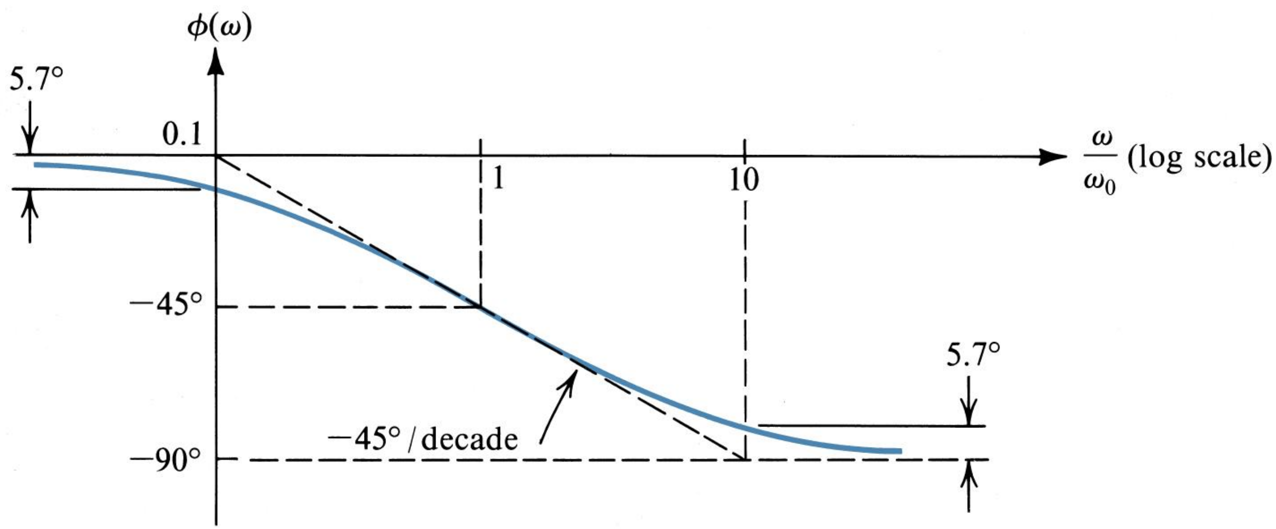
Especificação de filtros



Filtro rejeita-banda

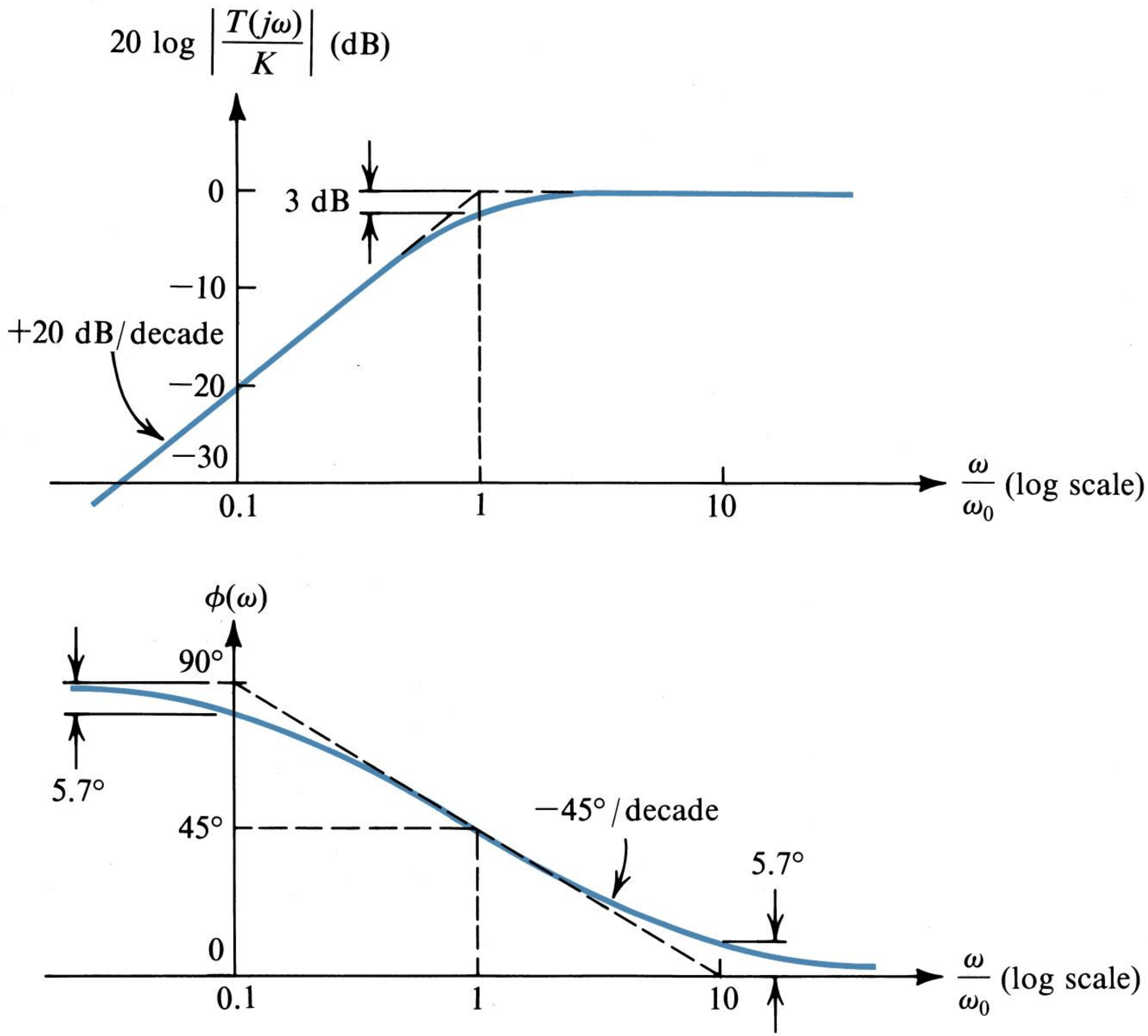
Especificação de filtros





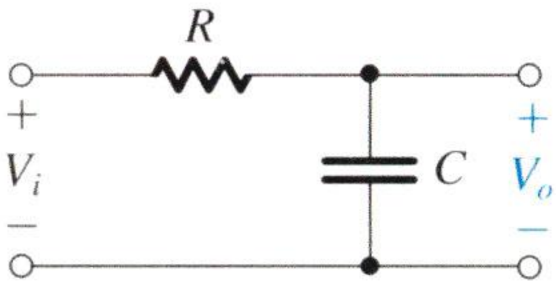
Filtro passa-baixo

Diagrama de amplitude e diagrama de fase (um <u>pólo</u> em $s=\omega_o$)



Filtro passa-alto

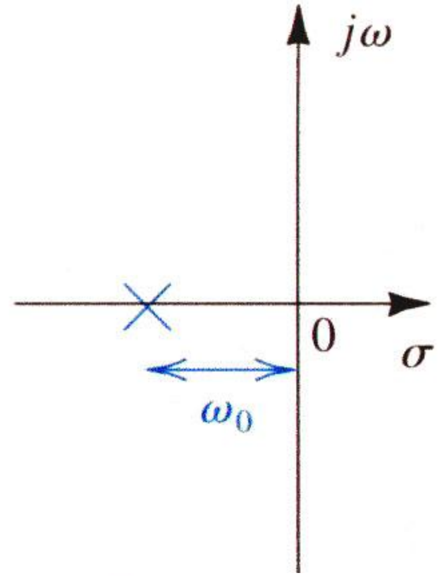
(um zero em $s=0$ e um pólo em $s=\omega_o$)

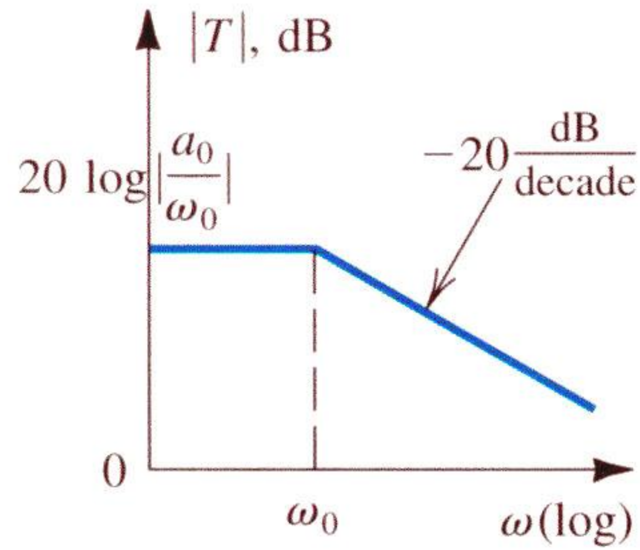


$$CR = \frac{1}{\omega_0}$$

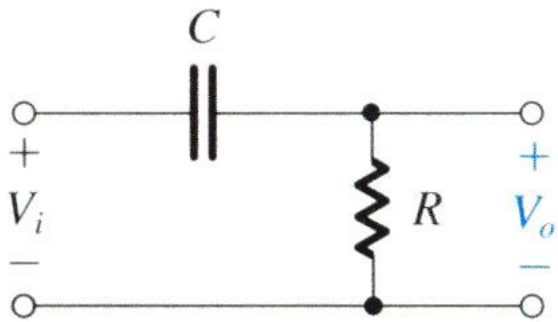
dc gain = 1

$$T(s) = \frac{a_0}{s + \omega_0}$$



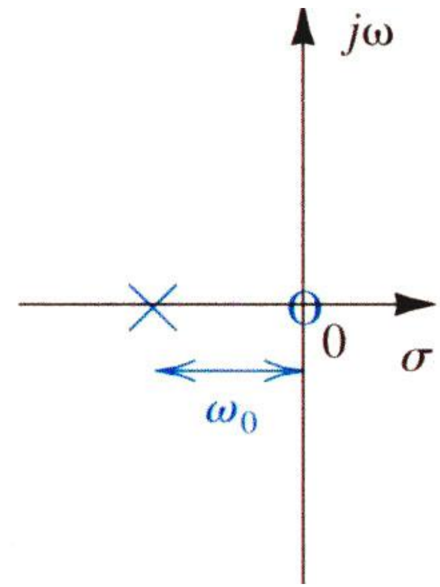


Filtros passivos
Passa-baixo de 1ª ordem
Análise do domínio da frequência

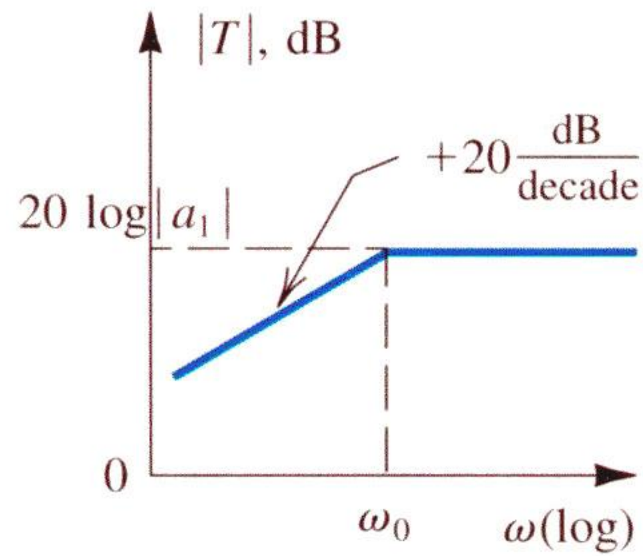


$$CR = \frac{1}{\omega_0}$$

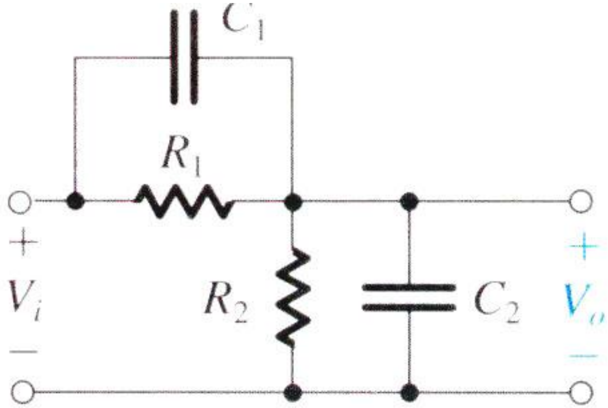
High-frequency gain = 1



$$T(s) = \frac{a_1 s}{s + \omega_0}$$



Filtros passivos
Passa-alto de 1ª ordem
Análise do domínio da frequência



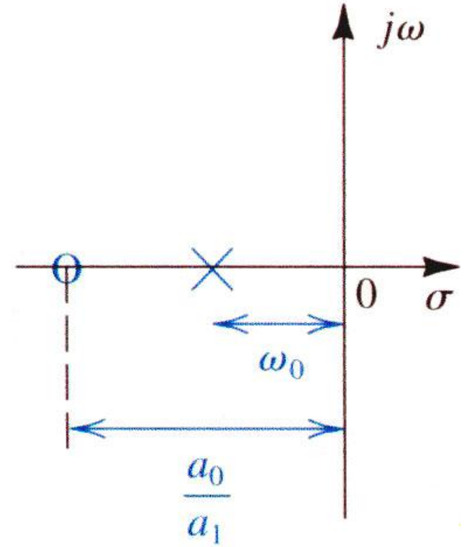
$$(C_1 + C_2)(R_1 // R_2) = \frac{1}{\omega_0}$$

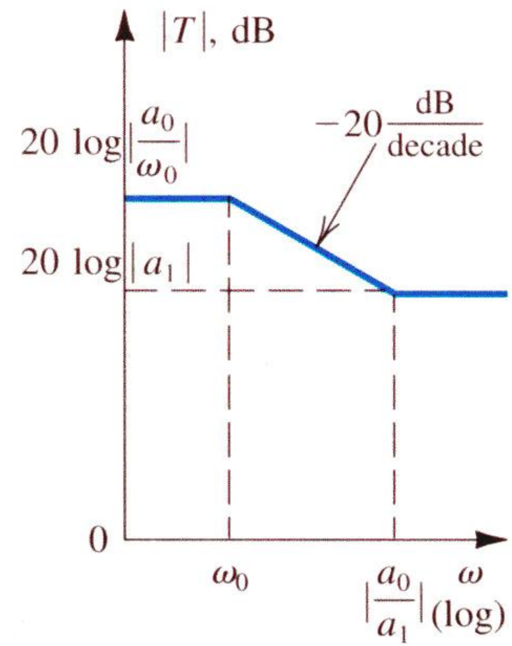
$$C_1 R_1 = \frac{a_0}{a_1}$$

$$\text{dc gain} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\text{HF gain} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

$$T(s) = \frac{a_1 s + a_0}{s + \omega_0}$$



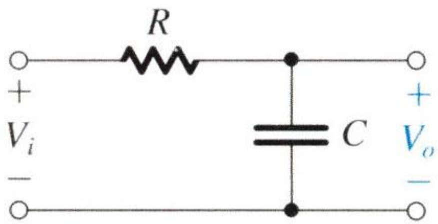


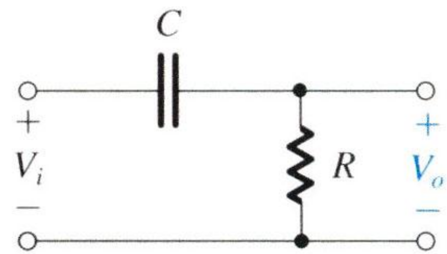
Filtros passivos

Filtro genérico de 1ª ordem (um pólo e um zero)

$$H(S)=\frac{v_O(S)}{v_i(S)}=\frac{1/SC}{1/SC+R}=\frac{1}{SCR+1}$$

$$H(S)=\frac{v_O(S)}{v_i(S)}=\frac{R}{1/SC+R}=\frac{SCR}{SCR+1}$$



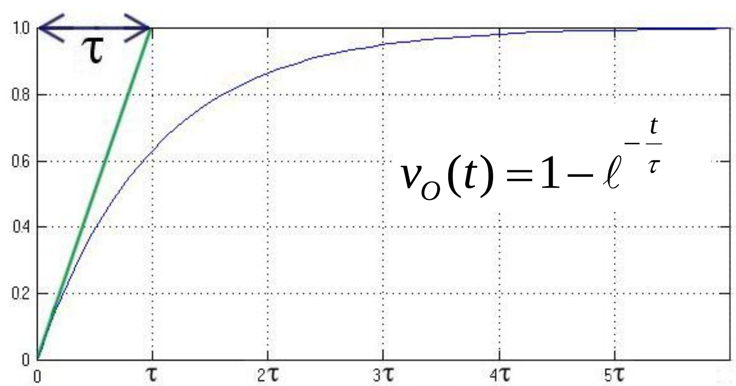


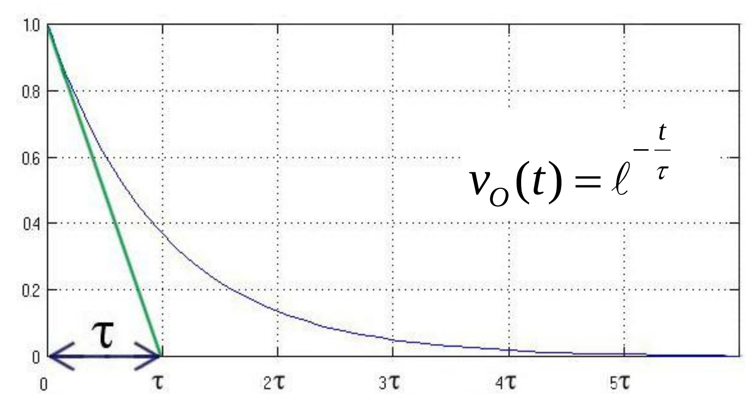
$$v_O(t)\ +\ RC\frac{\partial v_O(t)}{\partial t}=v_i(t)$$

$$v_O(t)\ =v_C(t)$$

$$v_C(t)\ +\ RC\frac{\partial v_C(t)}{\partial t}=v_i(t)$$

$$v_O(t)\ =v_i(t)-v_C(t)$$





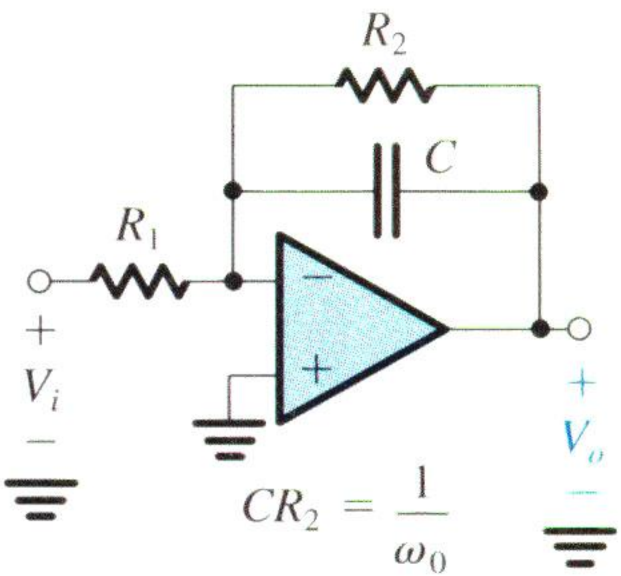
Filtros passivos

Passa-baixo e passa-alto de 1ª ordem

Análise do domínio do tempo

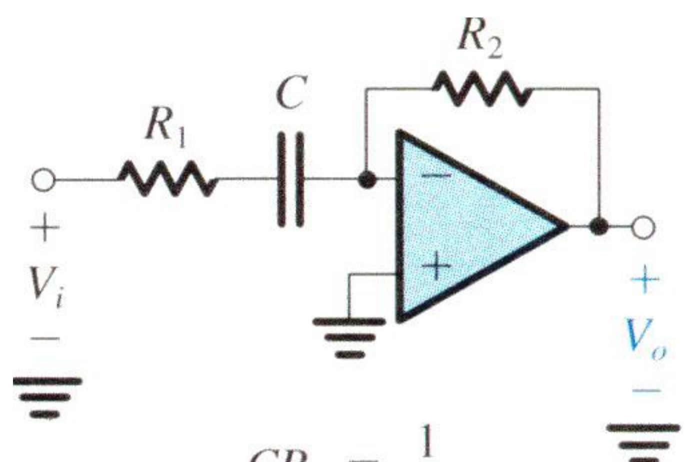
$$T(s) = \frac{a_0}{s + \omega_0}$$

$$T(s) = \frac{a_1 s}{s + \omega_0}$$



$$CR_2 = \frac{1}{\omega_0}$$

$$\text{dc gain} = -\frac{R_2}{R_1}$$



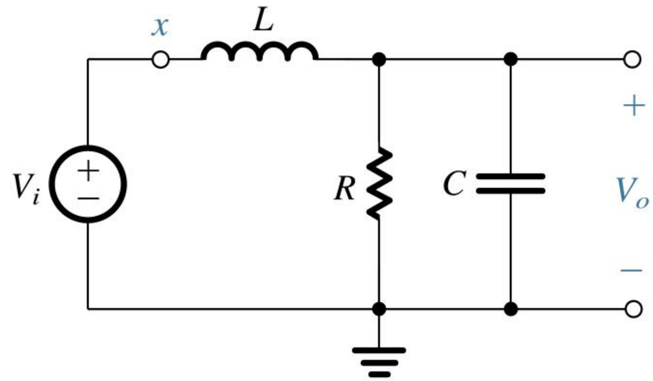
$$CR_1 = \frac{1}{\omega_0}$$

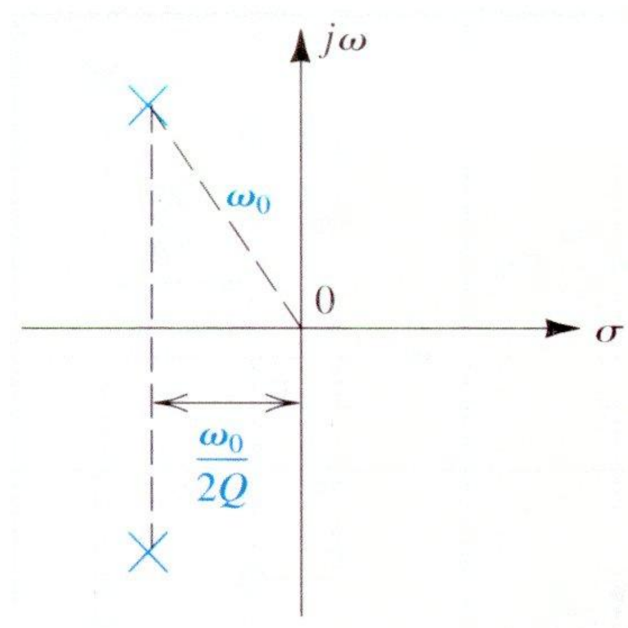
$$\text{High-frequency gain} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Filtros activos AMPOP-RC

Passa-baixo e passa-alto de 1ª ordem

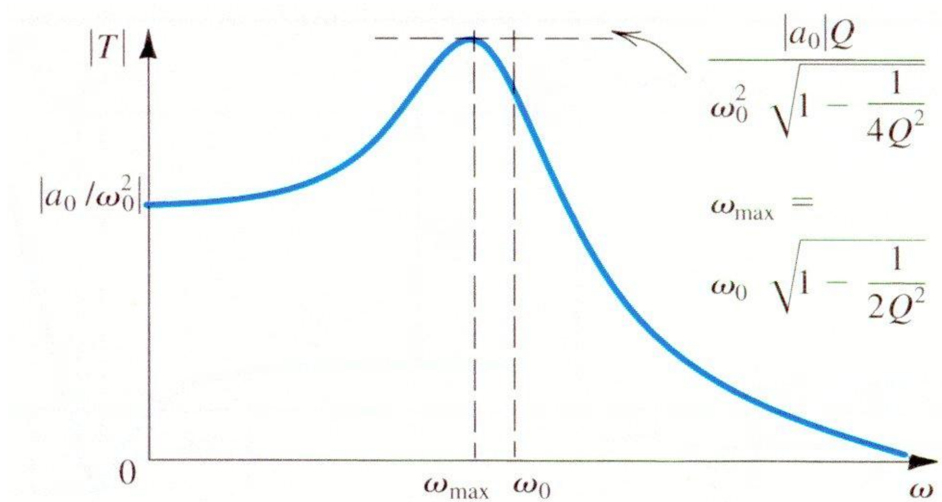
Análise do domínio da frequência



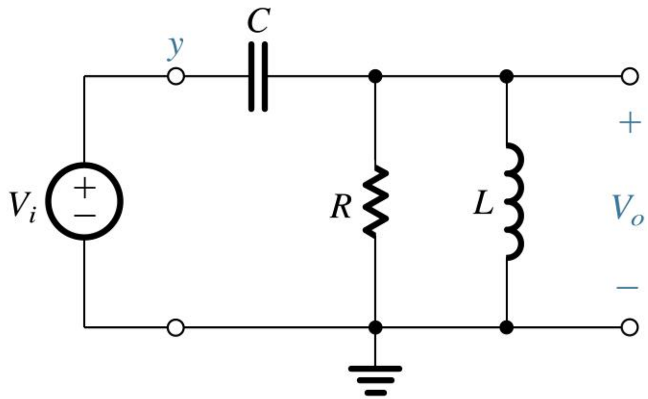


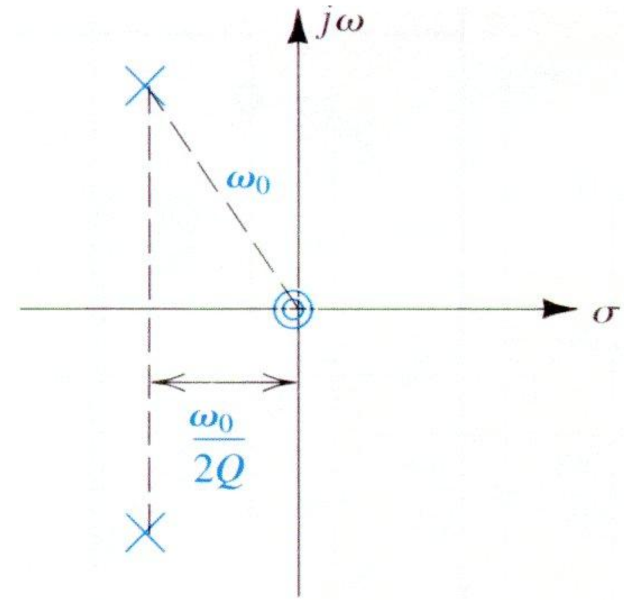
$$T(s) = \frac{a_0}{s^2 + s\dfrac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

$$\text{dc gain} = \frac{a_0}{\omega_0^2}$$



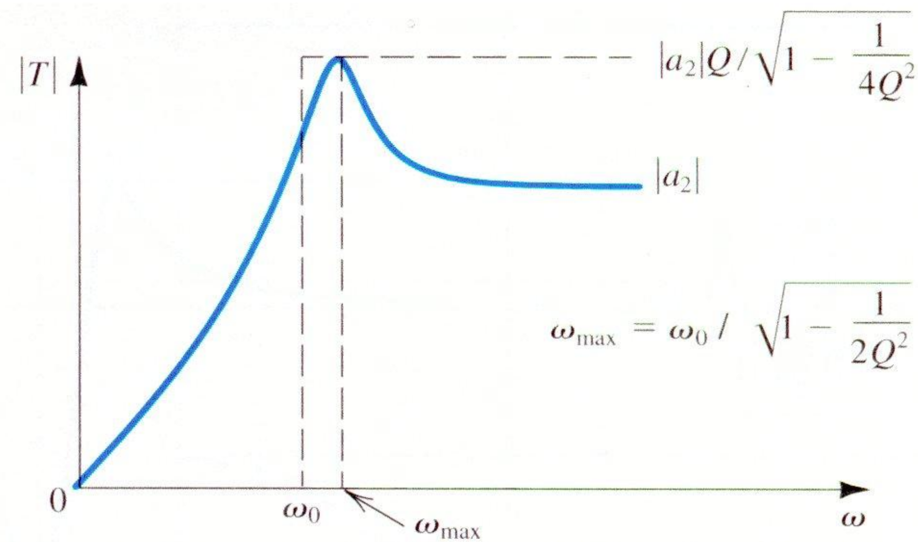
Filtros passivos
Passa-baixo de 2ª ordem
Análise do domínio da frequência





$$T(s) = \frac{a_2 s^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

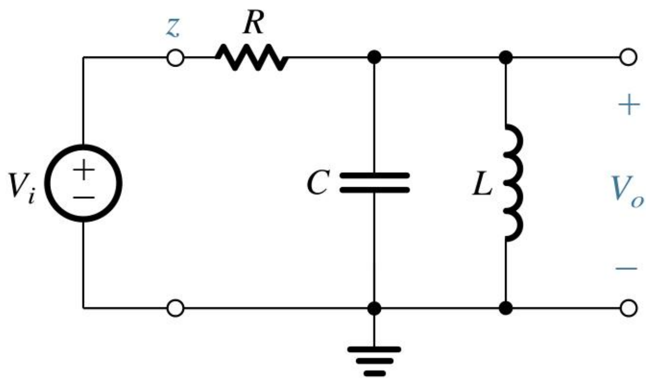
High-frequency gain $= a_2$

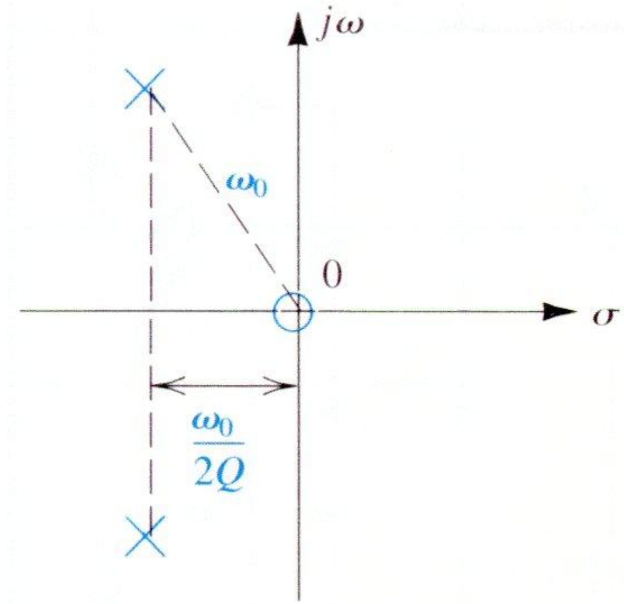


Filtros passivos

Passa-alto de 2ª ordem

Análise do domínio da frequência



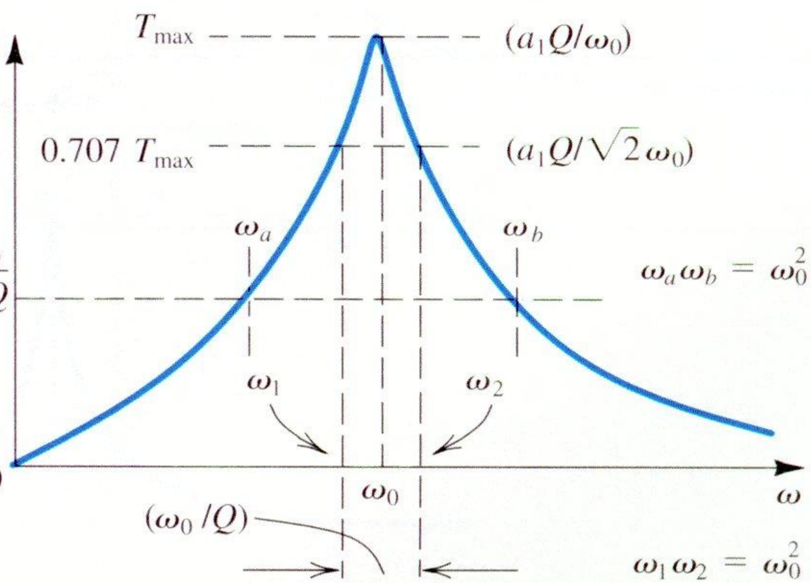


$$T(s) = \frac{a_1 s}{s^2 + s\,\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

Center-frequency gain

$$= \frac{a_1 Q}{\omega_0}$$

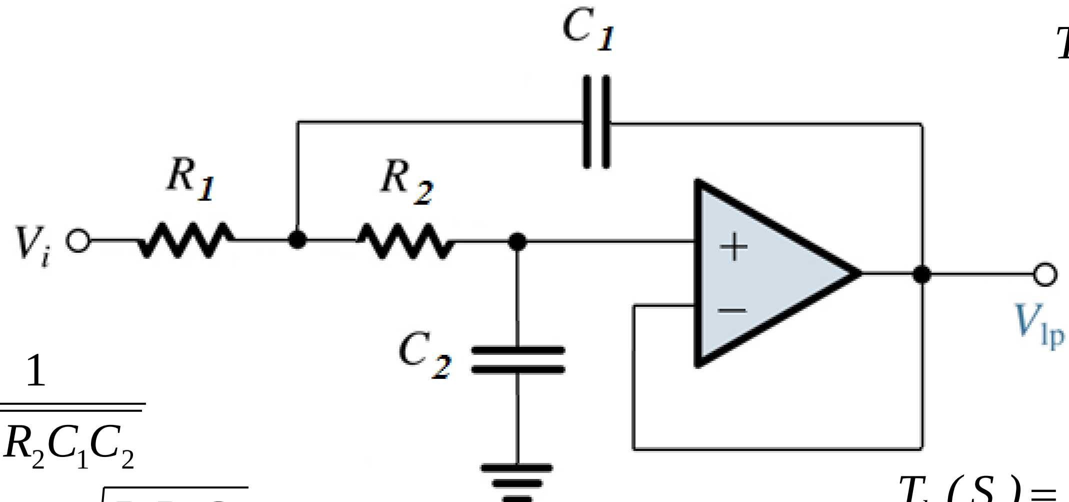
$$\omega_1, \omega_2 = \omega_0\sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}} \mp \frac{\omega_0}{2Q}$$



Filtros passivos

Passa-banda de 2ª ordem

Análise do domínio da frequência



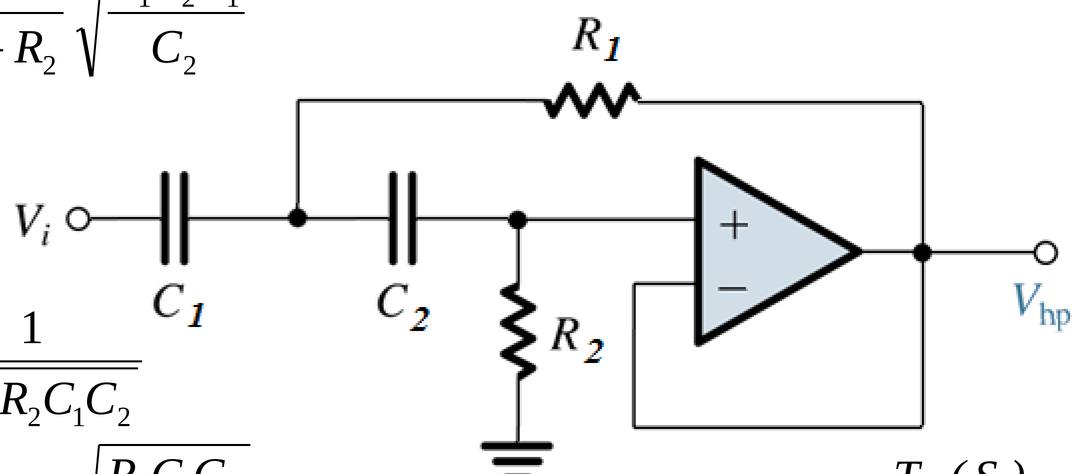
V_{lp} – saída passa-baixo

$$T_{lp}(S) = \frac{\omega_O^2}{S^2 + \frac{\omega_O S}{Q} + \omega_O^2}$$

$$\omega_O = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$Q = \frac{1}{R_1 + R_2}\sqrt{\frac{R_1 R_2 C_1}{C_2}}$$

$$T_{lp}(S) = \frac{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{S^2 + \frac{(R_1 + R_2)S}{R_1 R_2 C_1} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$



V_{hp} – saída passa-alto

$$\omega_O = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$Q = \frac{1}{C_1 + C_2}\sqrt{\frac{R_2 C_1 C_2}{R_1}}$$

$$T_{hp}(S) = \frac{S^2}{S^2 + \frac{(C_1 + C_2)S}{R_2 C_1 C_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

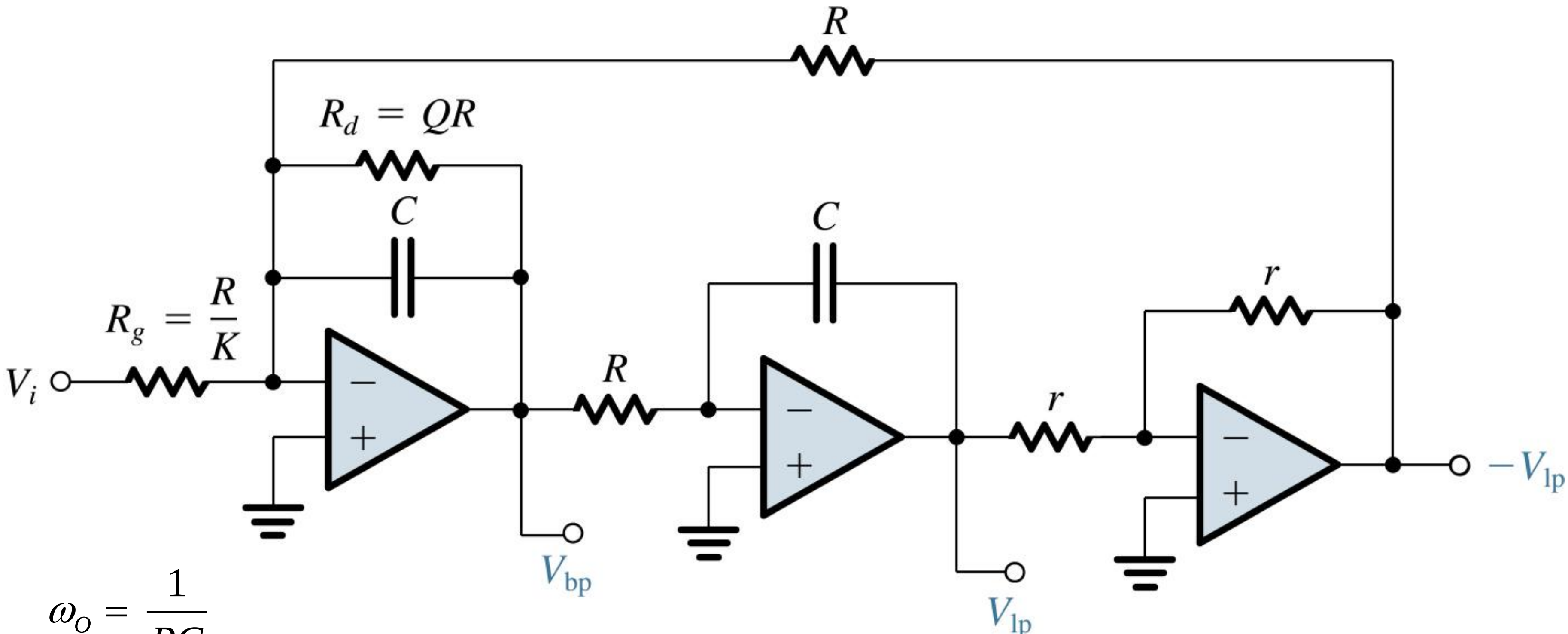
Filtros activos AMPOP-RC

Filtro *Sallen-Key*

(passa-baixo e passa-alto)

$$T_{lp}(S) = K \cdot \frac{\frac{1}{R^2C^2}}{S^2 + \frac{S}{Q \cdot RC} + \frac{1}{R^2C^2}}$$

$$T_{lp}(S) = K \cdot \frac{\omega_O^{\ 2}}{S^2 + \frac{\omega_O S}{Q} + \omega_O^{\ 2}}$$



$$\omega_O = \frac{1}{RC}$$

$$Q = Q$$

V_{lp} – saída passa-baixo
V_{bp} – saída passa-banda

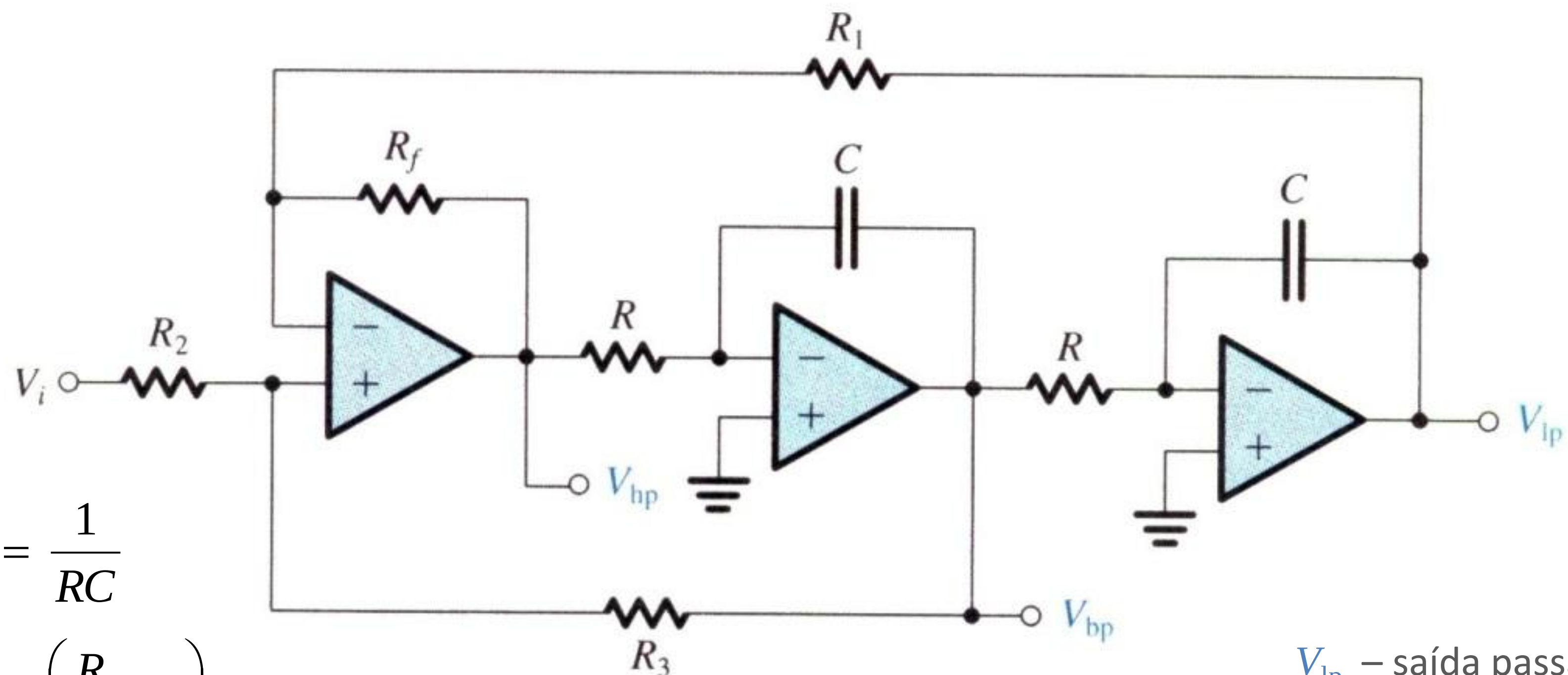
Filtros activos AMPOP-RC

Filtro *Tow-Thomas*

(passa-baixo e passa-banda)

$$T_{lp}(S) = K \cdot \frac{\frac{1}{R^2C^2}}{S^2 + \frac{S}{Q \cdot RC} + \frac{1}{R^2C^2}}$$

$$T_{lp}(S) = K \cdot \frac{\omega_O^{\ 2}}{S^2 + \frac{\omega_O S}{Q} + \omega_O^{\ 2}}$$



$$\omega_O = \frac{1}{RC}$$

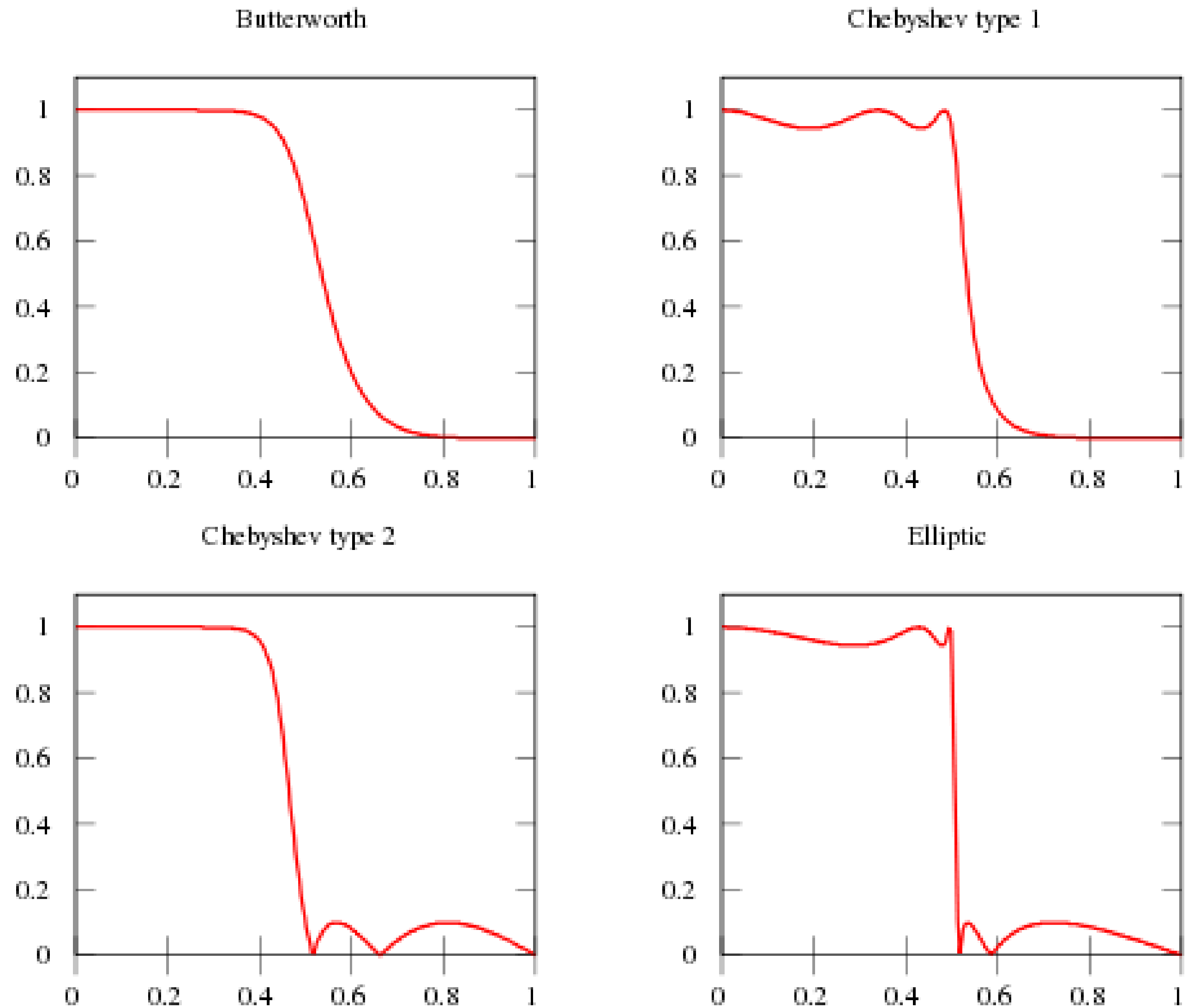
$$Q = \frac{\left(\frac{R_3}{R_2} + 1\right)}{2}$$

$$K = 2 - \frac{1}{Q} \Leftarrow R_f = R_1$$

V_{lp} – saída passa-baixo
V_{bp} – saída passa-banda
V_{hp} – saída passa-alto

Filtros activos AMPOP-RC

Filtro *Kerwin-Huelsman-Newcomb* (genérico)



Filtros passivos ou activos

Filtros mais comuns:

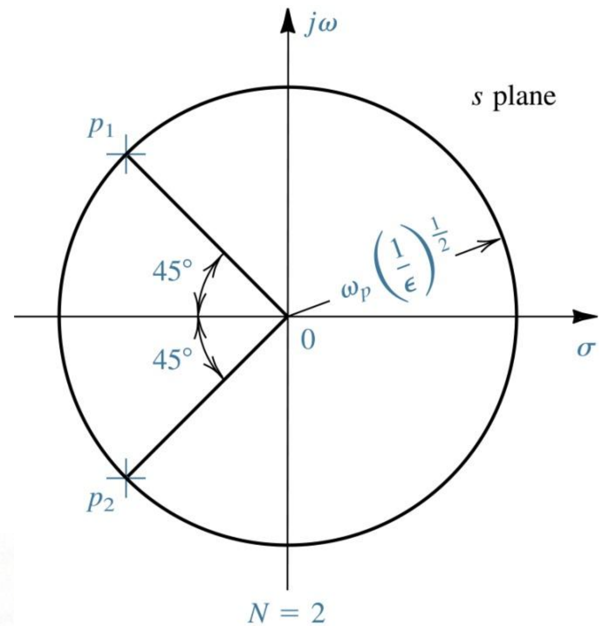
Butterworth, *Chebyshev* e elíptico

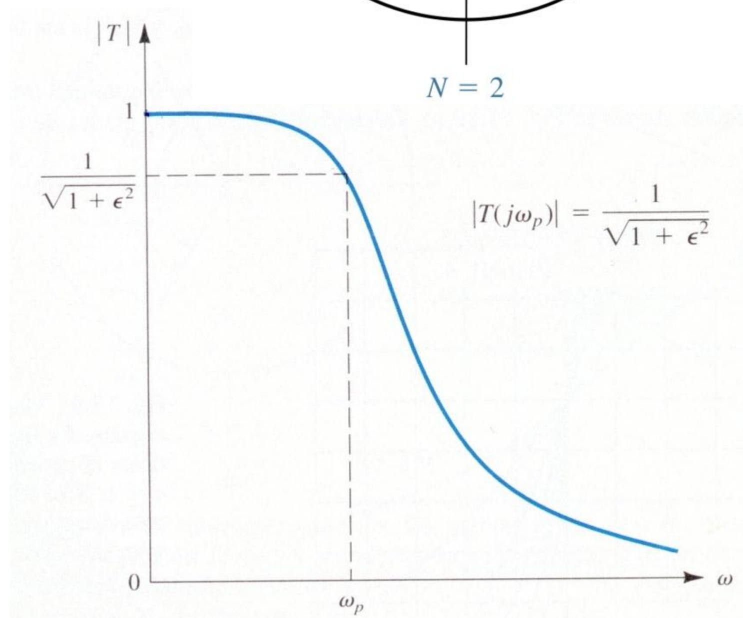
$$T(S) = \frac{\omega_O^{\ 2}}{S^2 + \frac{\omega_O S}{Q} + \omega_O^{\ 2}}$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707$$

$$\left|T(S = j\omega_O)\right| = \left|\frac{\omega_O^{\ 2}}{-\omega_O^{\ 2} + j\frac{\omega_O \omega_O}{Q} + \omega_O^{\ 2}}\right| = Q$$

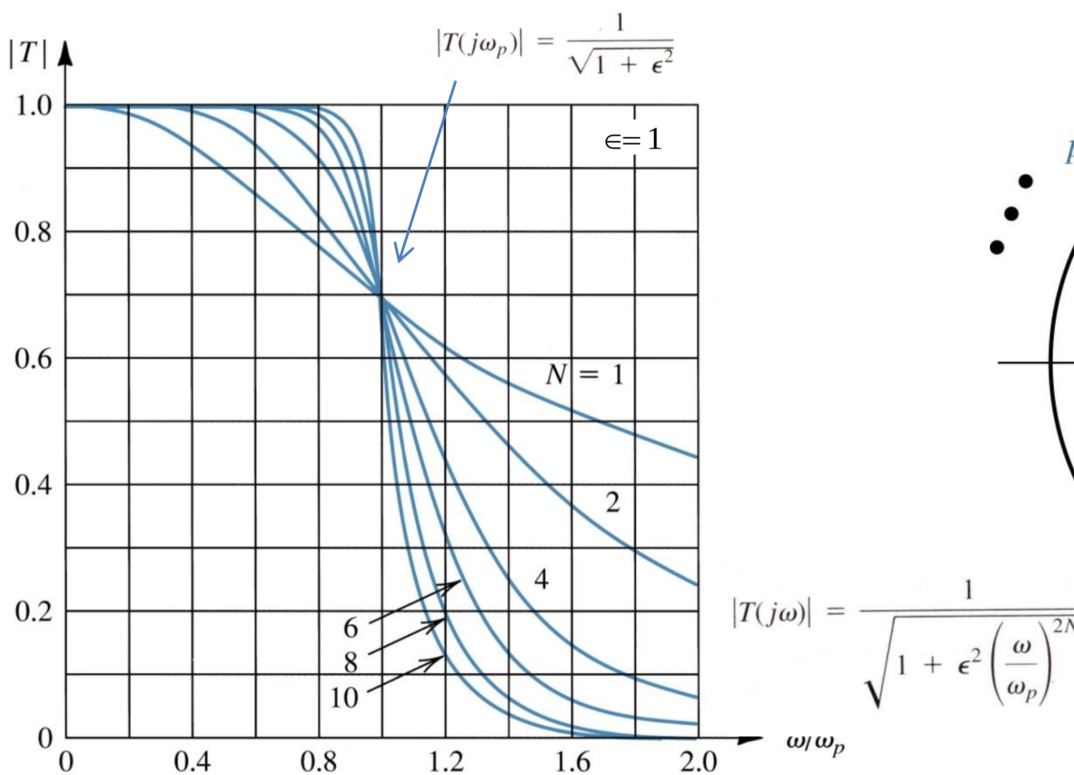
$$20\log\left|T(j\omega_O)\right| = -3\text{dB}$$

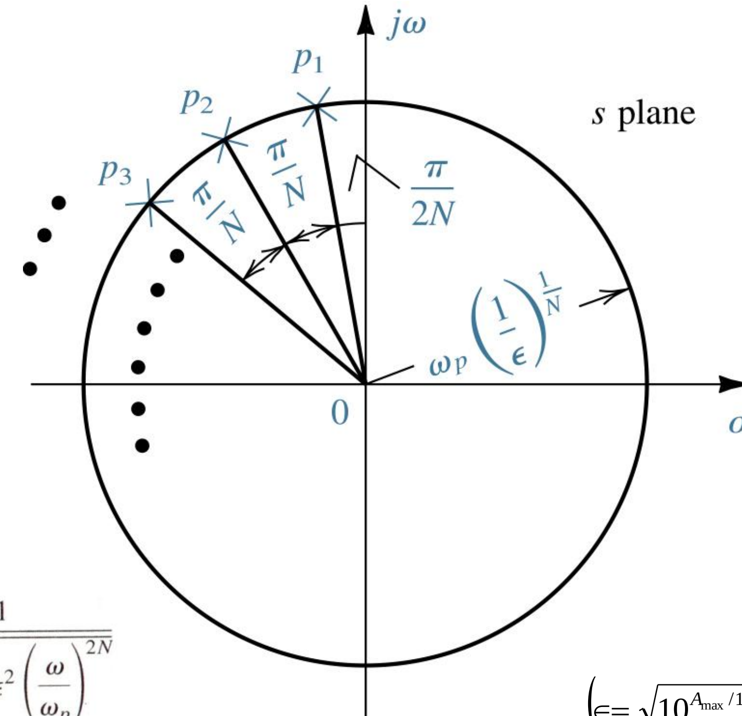




Filtros passivos ou activos
Filtro de *Butterworth* de 2ª ordem
Análise do domínio da frequência

$$T(s) = \frac{K\,\omega_0^N}{(s-p_1)(s-p_2)\cdots(s-p_N)}$$



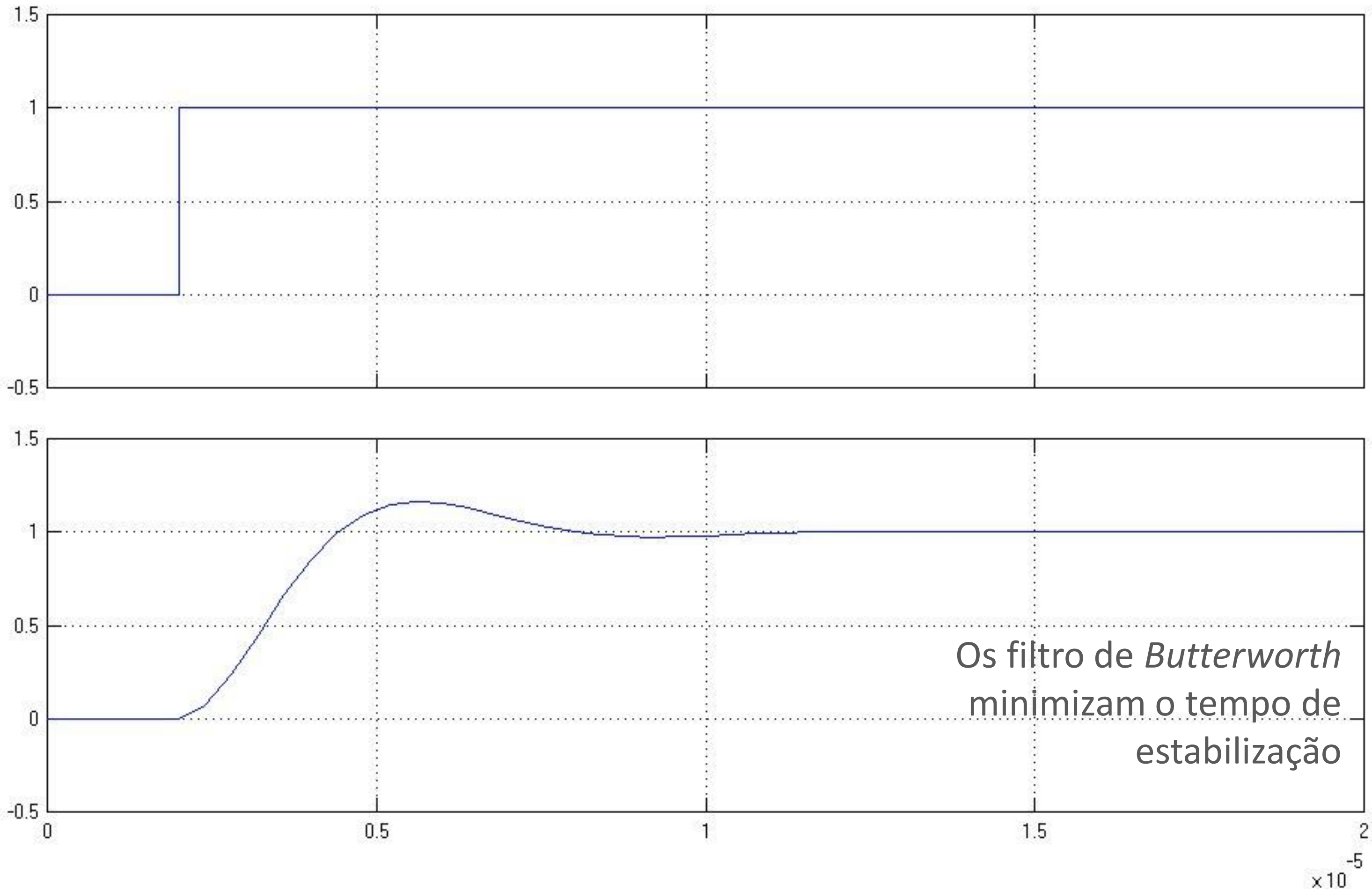


$\left(\epsilon = \sqrt{10^{A_{max}/10} - 1}\right)$

Filtros passivos ou activos

Filtro de *Butterworth* de ordem N

Pólos dividem o semi-plano em *N* fatias



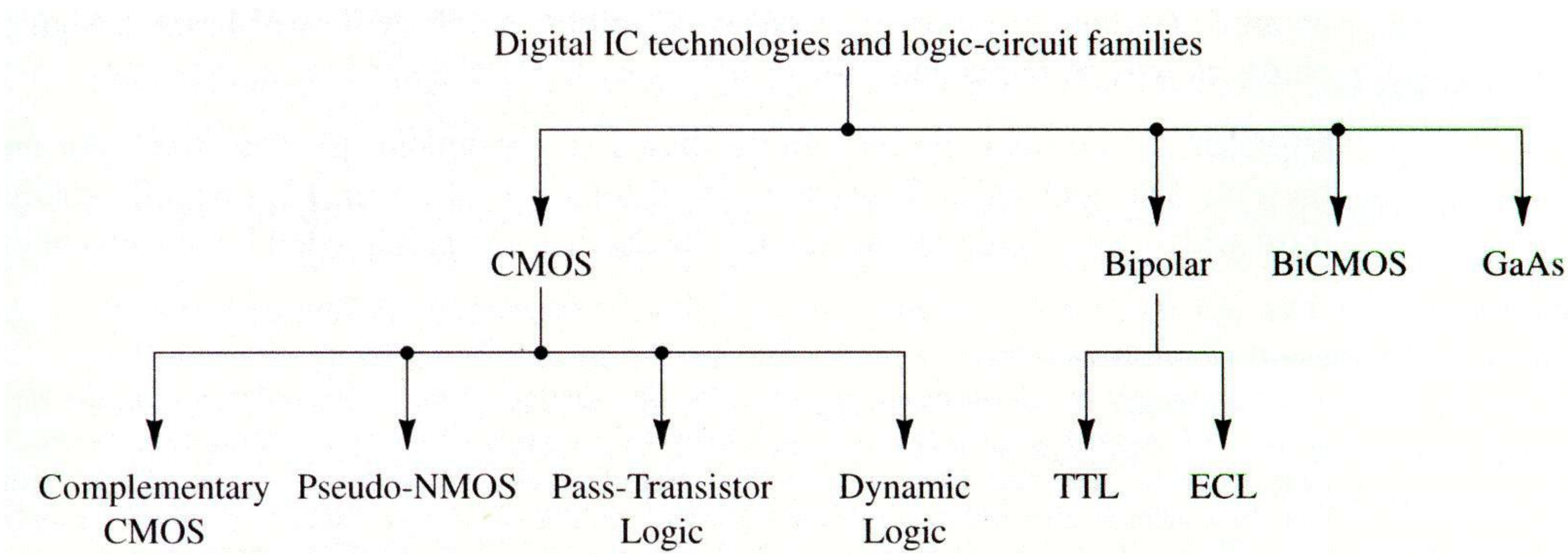
Filtros passivos ou activos

Filtro de *Butterworth* de 2ª ordem

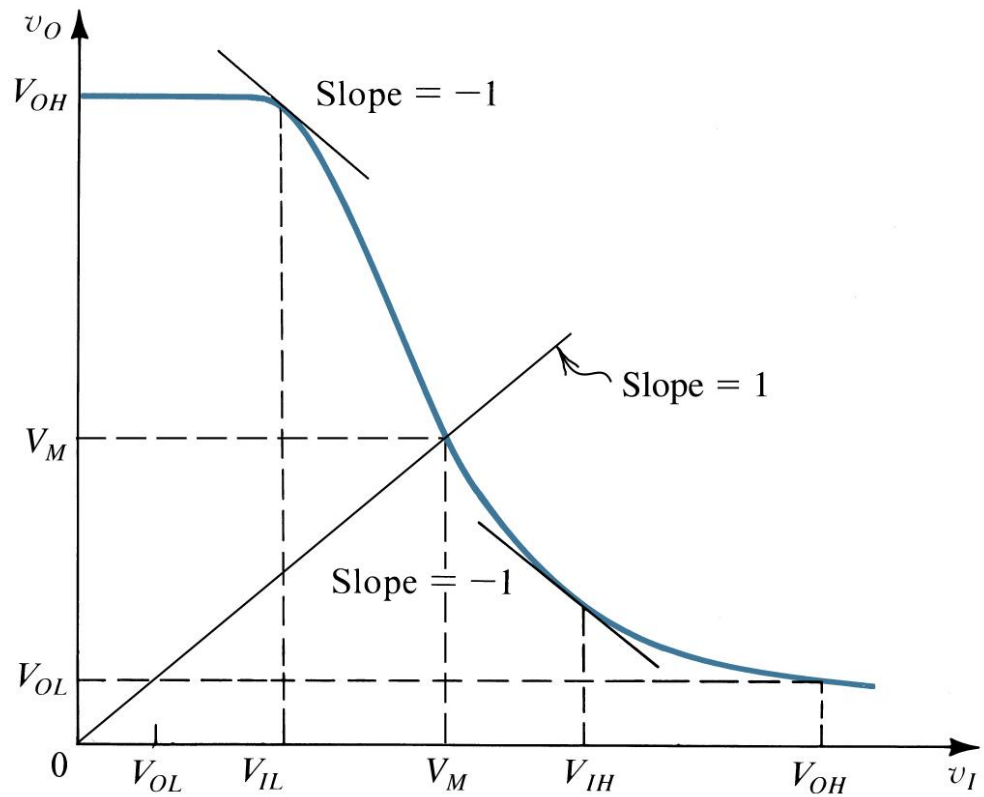
Análise do domínio do tempo

➢ Circuito digitais

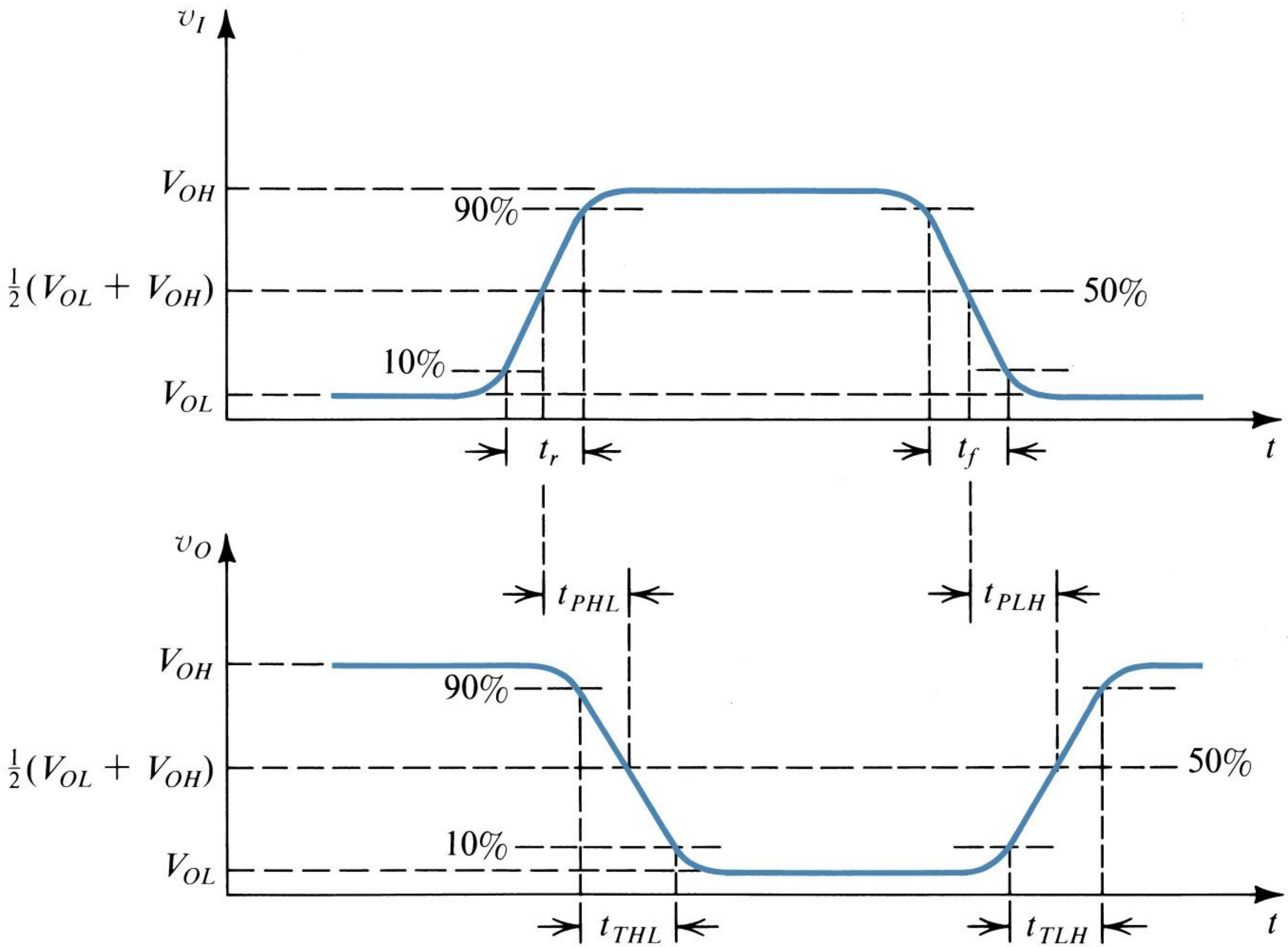
- Tecnologias de fabrico de circuitos digitais
- Características eléctricas
  - Definição dos níveis lógicos
  - Tempos de comutação e de propagação
- Implementação e análise de circuitos lógicos
  - Portas lógicas RTL
  - Portas lógicas DTL
  - Portas lógicas TTL e STTL
  - Portas lógicas NMOS e CMOS
  - Latchs e Flip-flops
  - Memórias estáticas e dinâmicas (RAM e ROM)



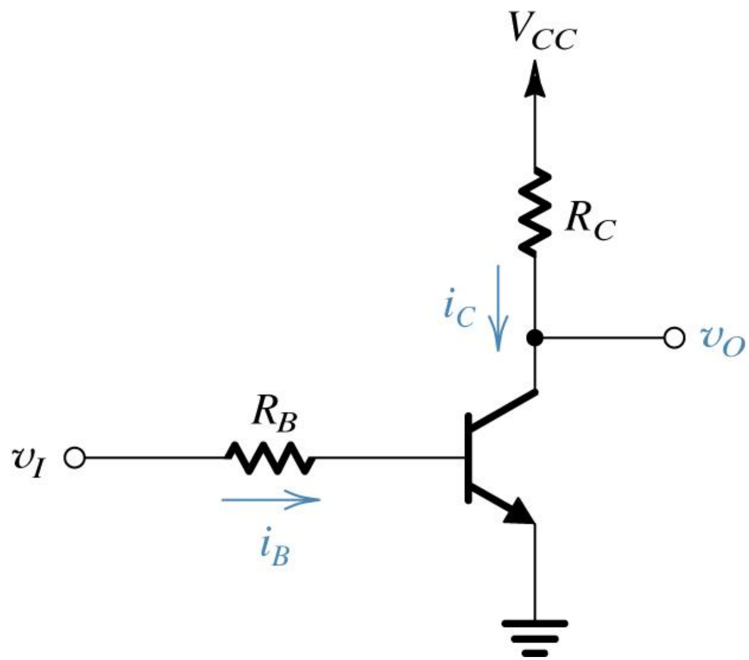
Tecnologias de fabrico de circuitos integrados digitais

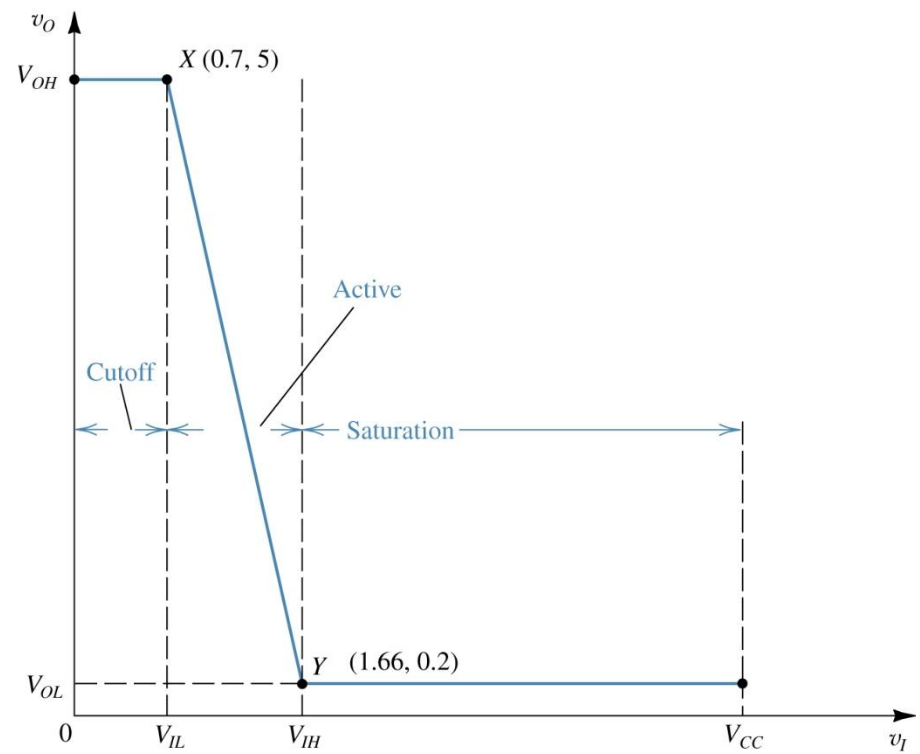


Característica de transferência $v_o(v_i)$ de um inversor genérico



Tempos de propagação e de transição de nível lógico de um inversor genérico

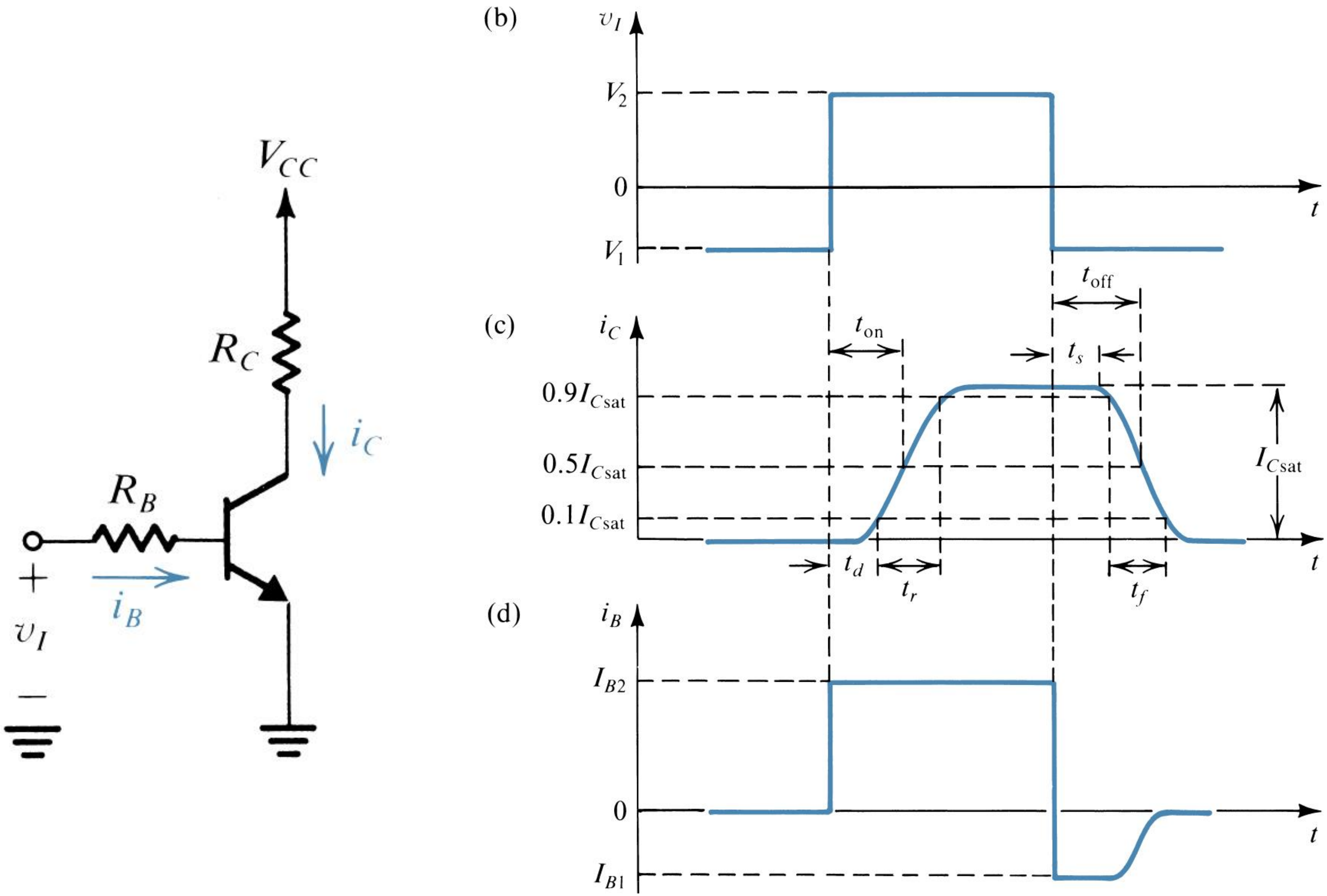




Inversor lógico em tecnologia RTL

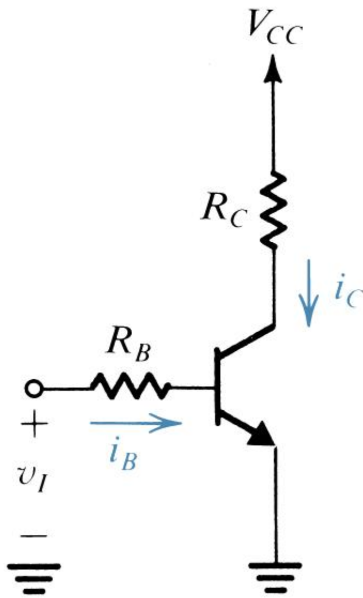
Característica de transferência

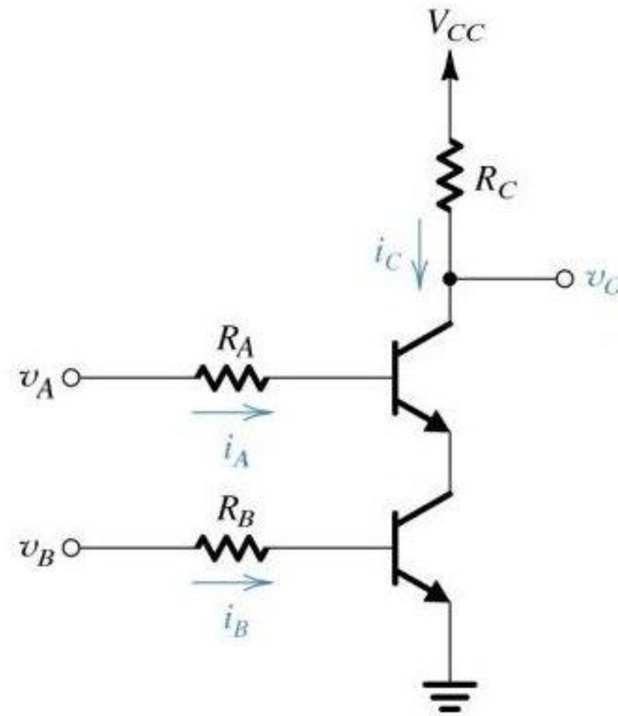
Zonas de funcionamento do transístor



Inversor lógico em tecnologia RTL

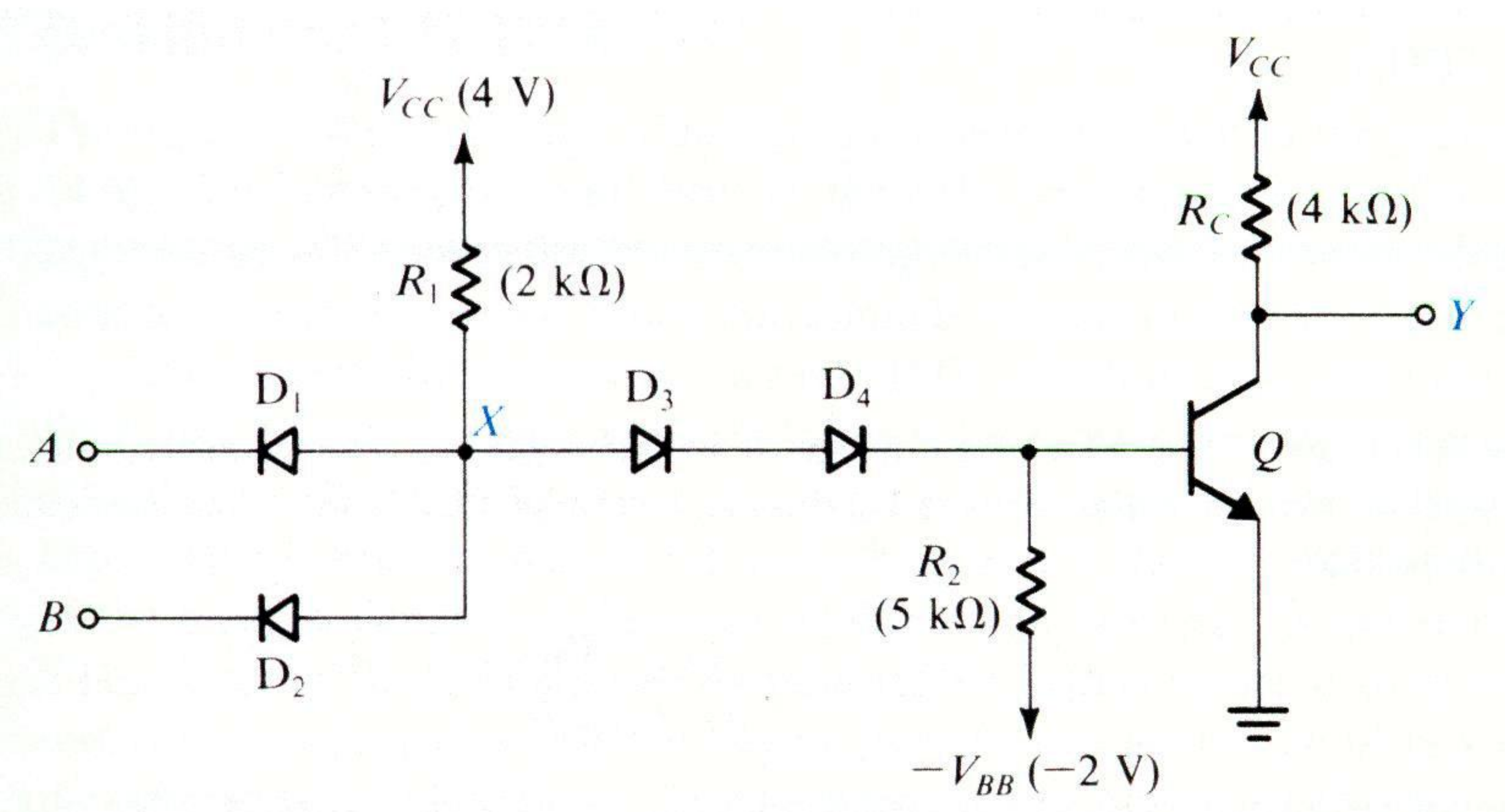
Tempos de comutação



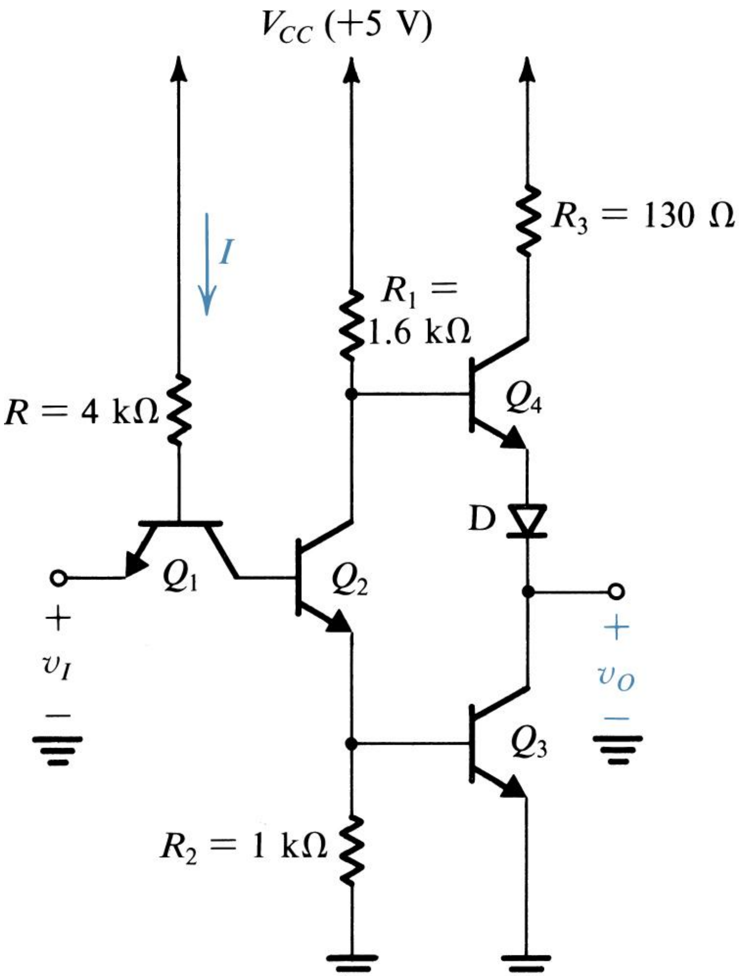


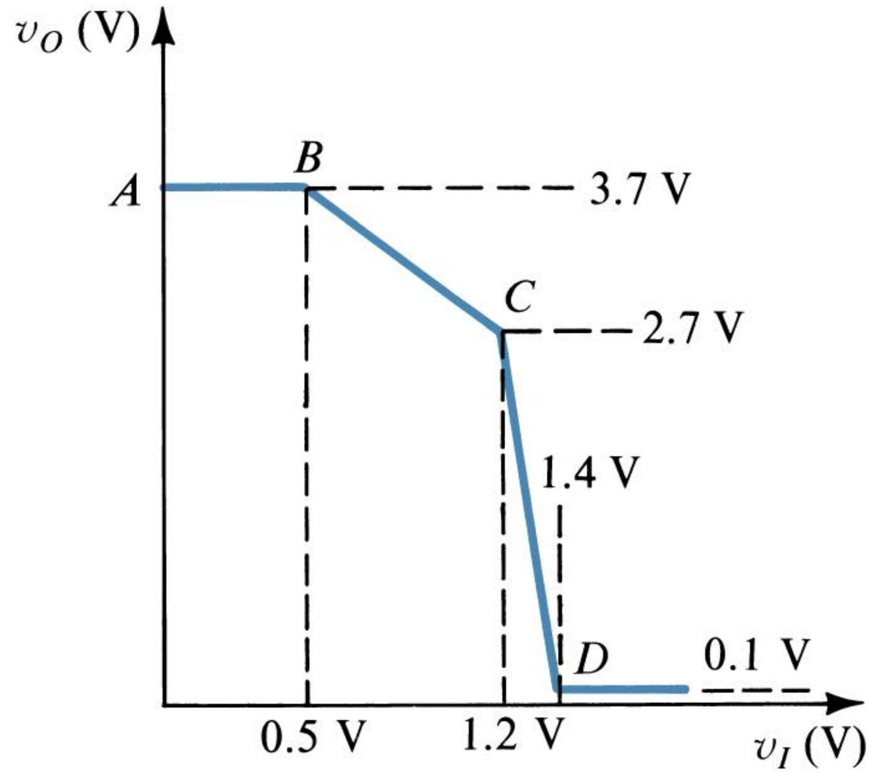
NAND em tecnologia RTL

Implementação de uma porta lógica universal

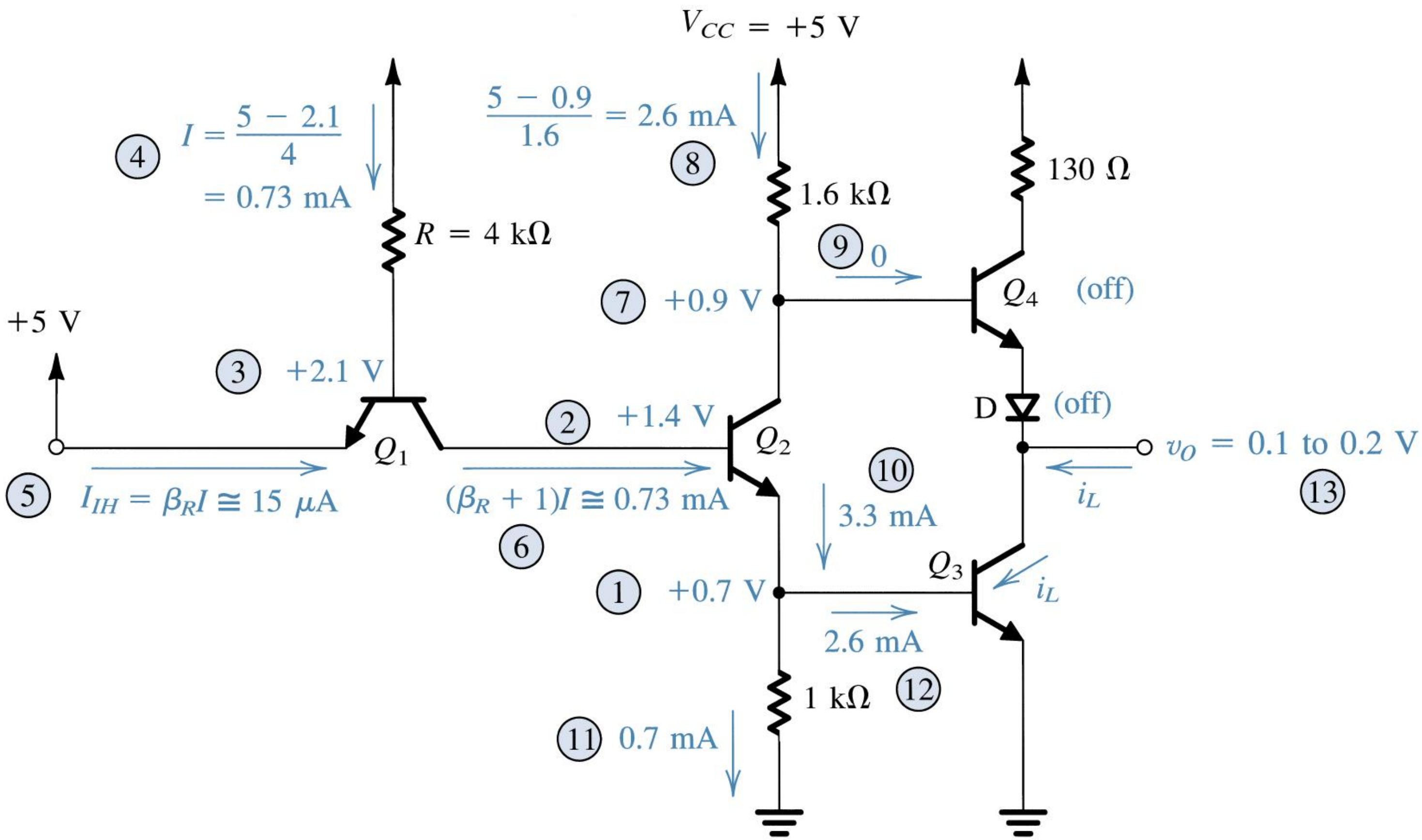


NAND em tecnologia DTL



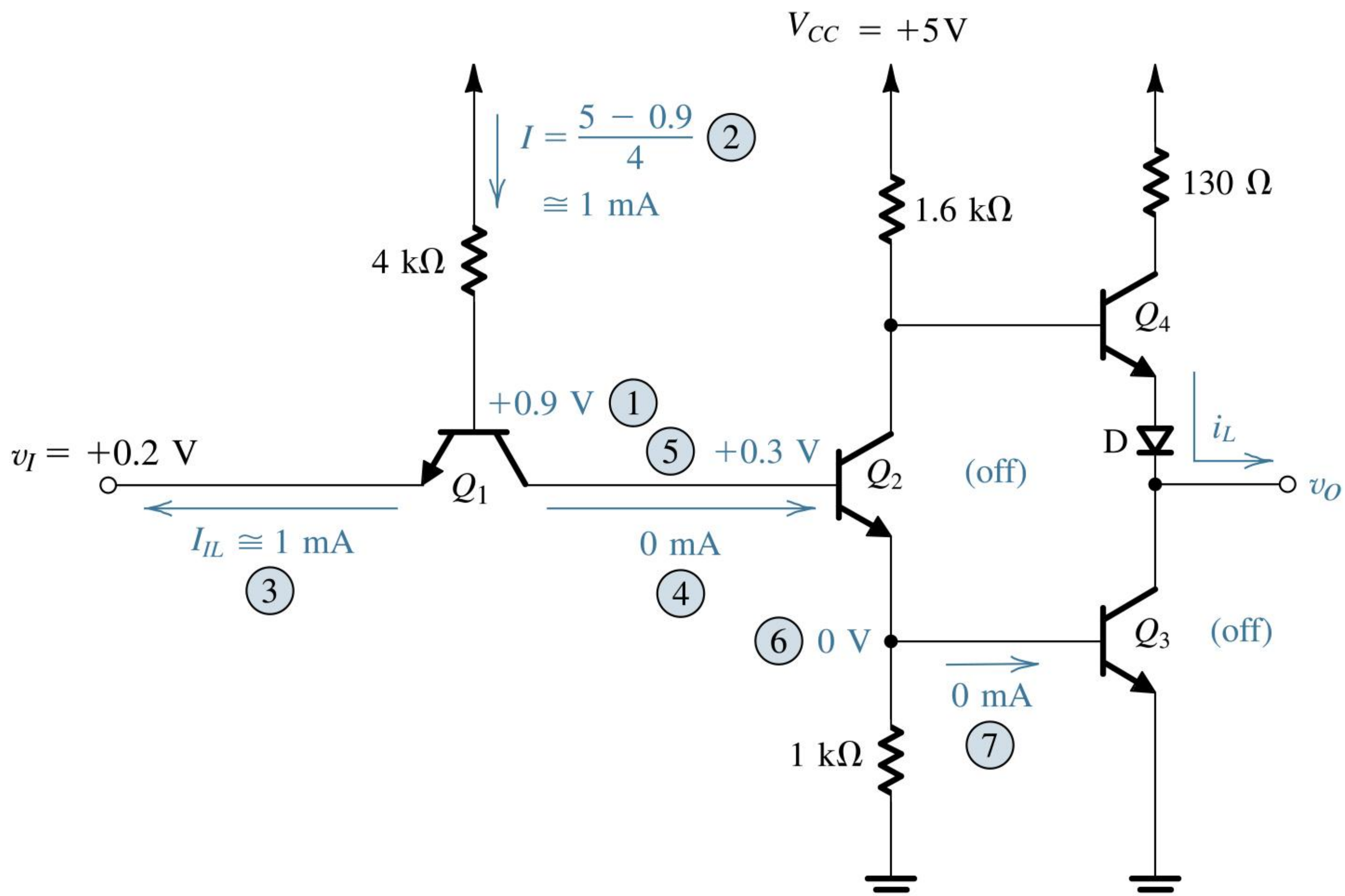


NOT em tecnologia TTL
Implementação e característica

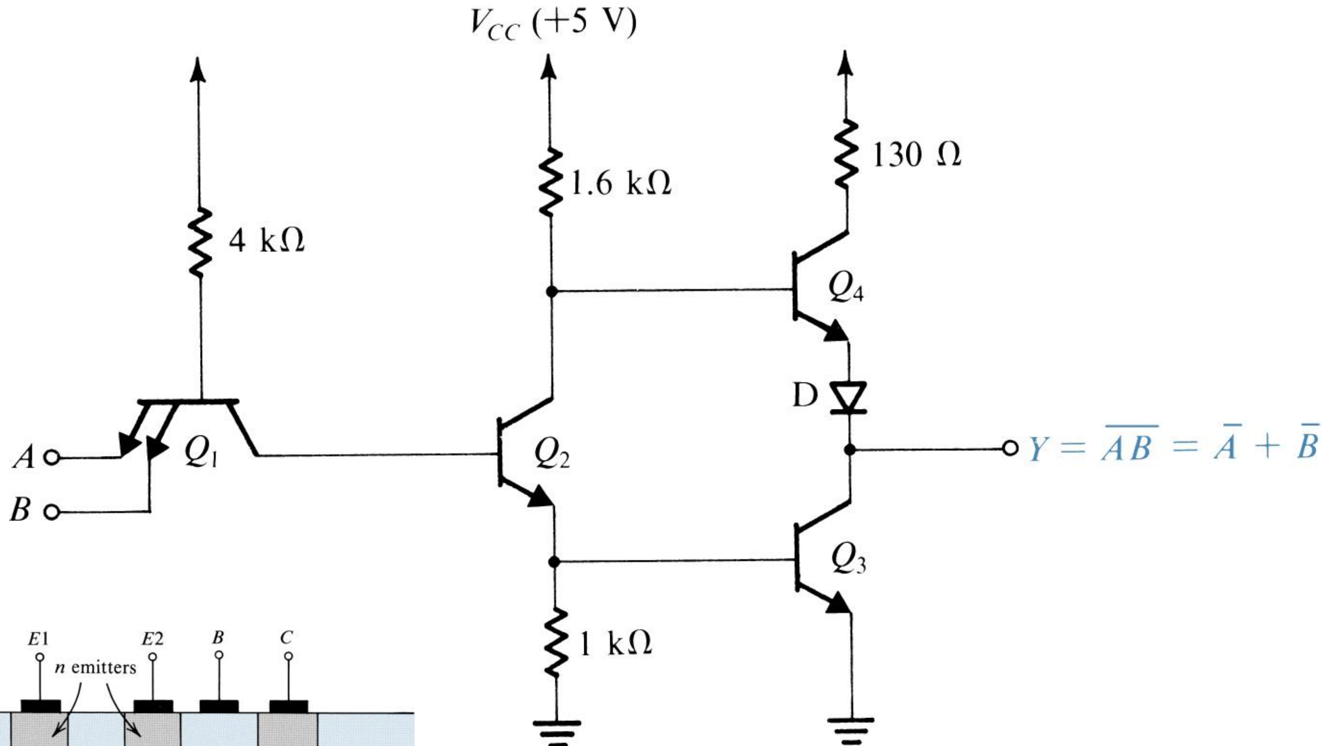


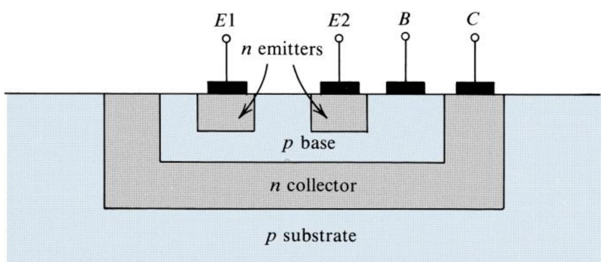
NOT em tecnologia TTL

Funcionamento e equações (saída a *Low*)



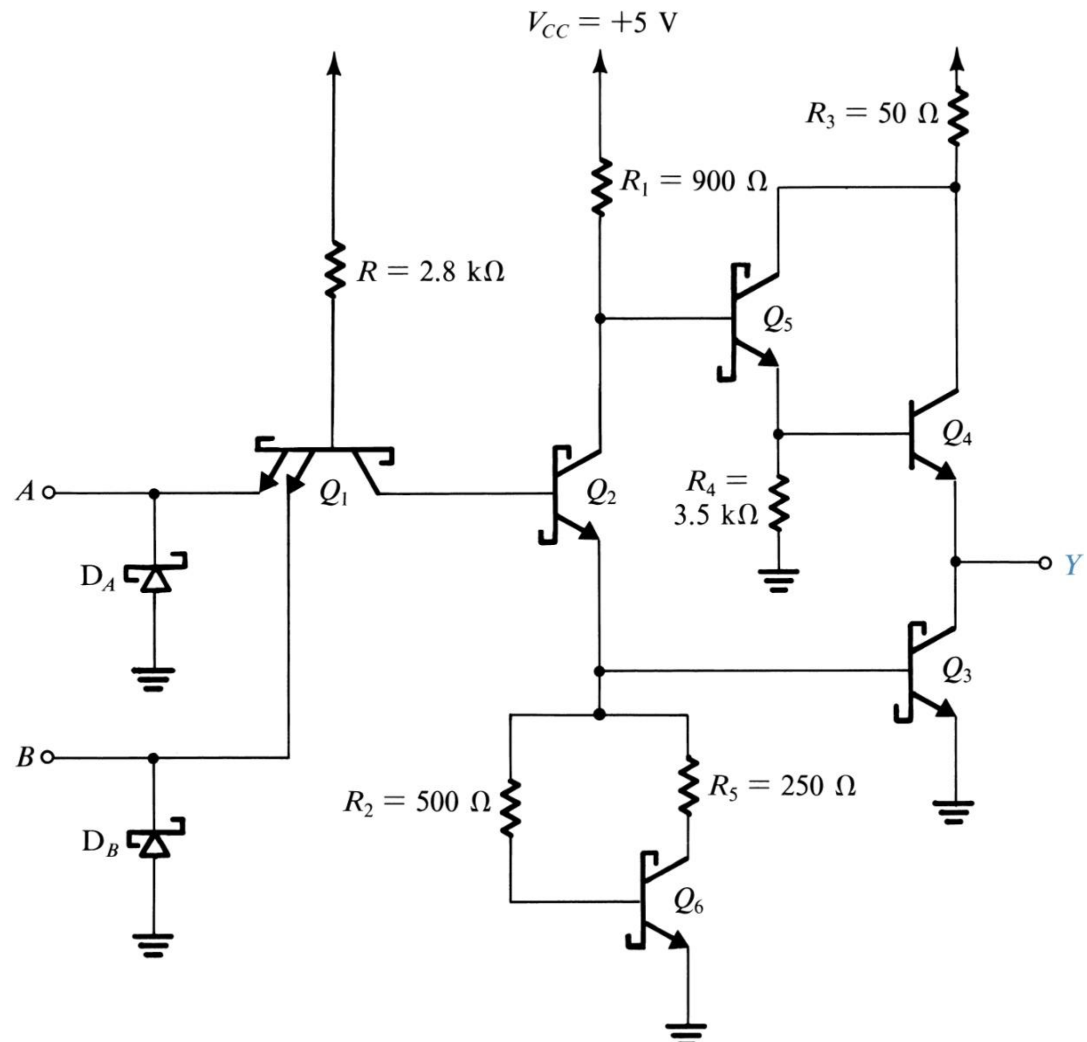
NOT em tecnologia TTL
Funcionamento e equações (saída a *High*)





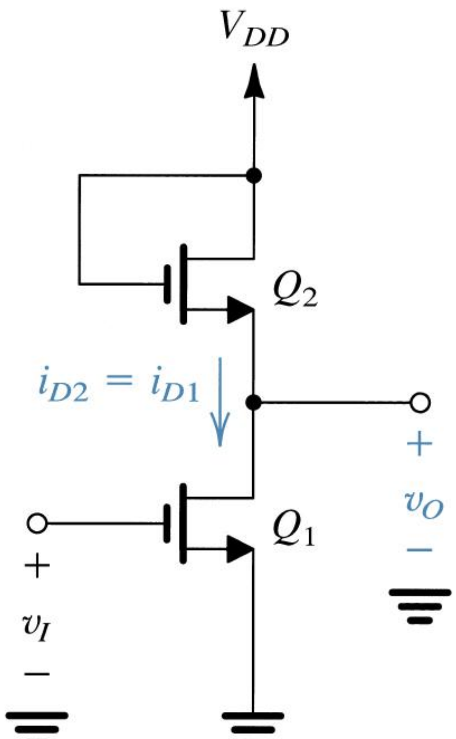
NAND em tecnologia TTL

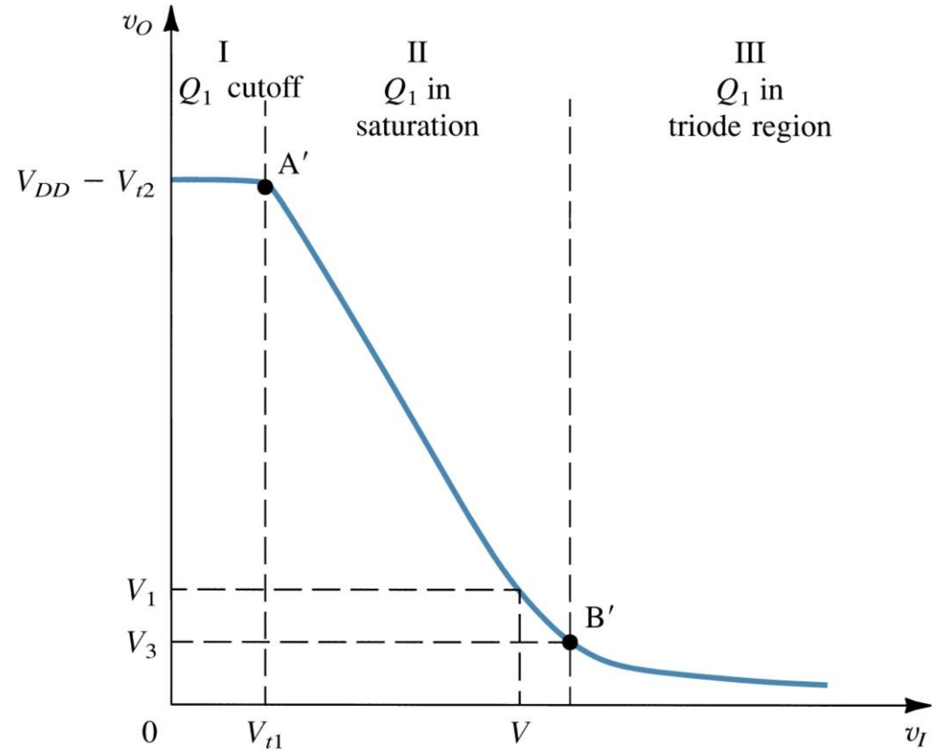
Implementação de uma porta lógica universal



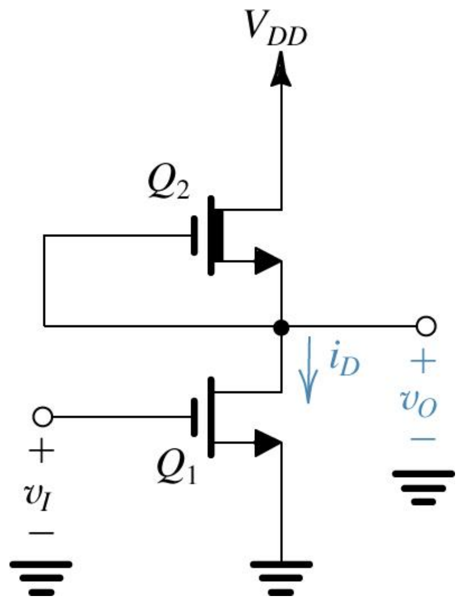
NAND em tecnologia STTL

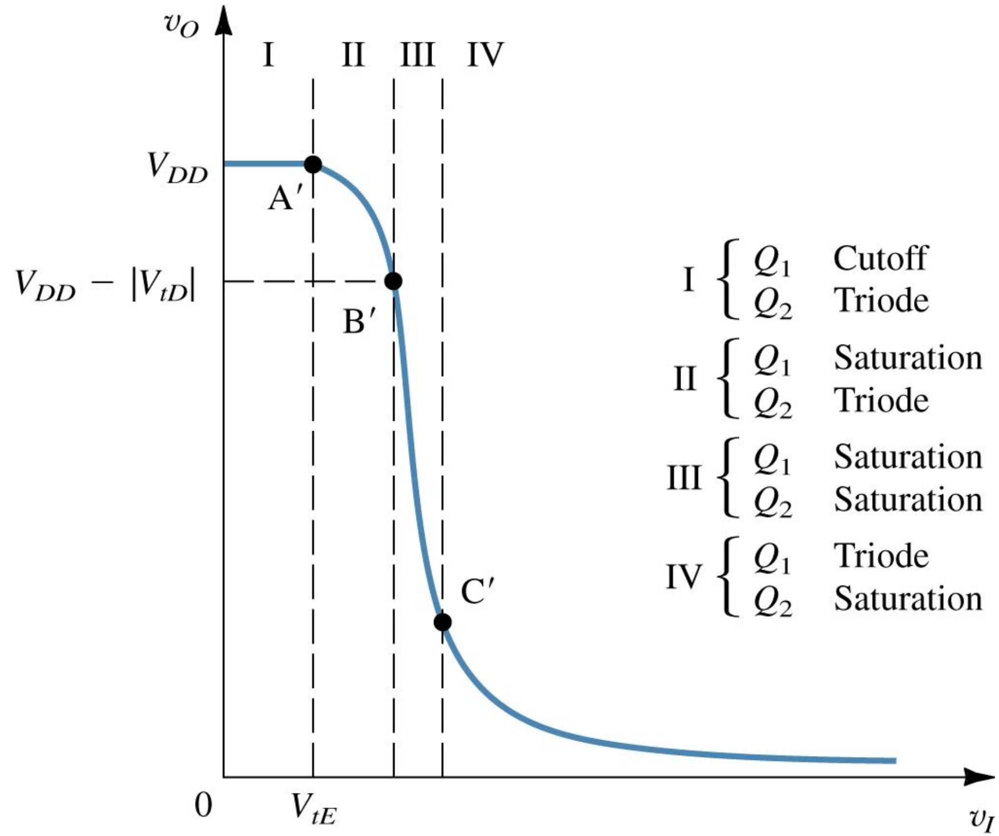
Implementação de uma porta lógica universal (com diodos de *Schottky*)





Inversor lógico em tecnologia NMOS
Característica de transferência
zonas de funcionamento

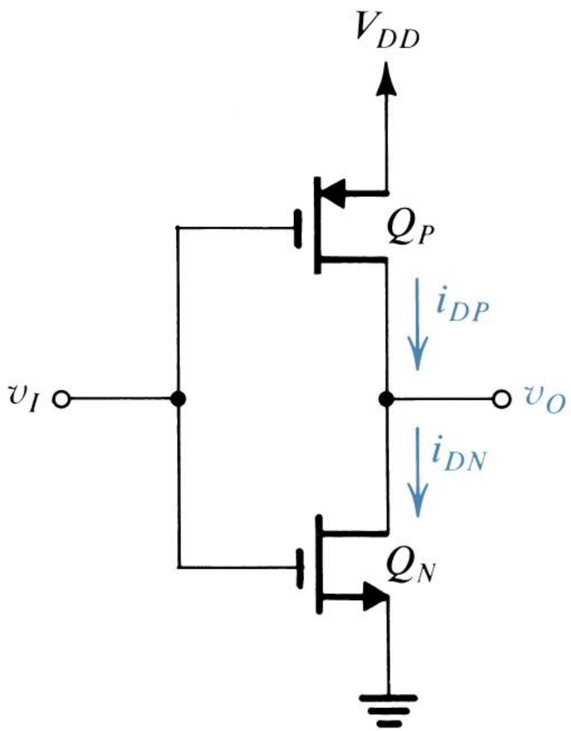


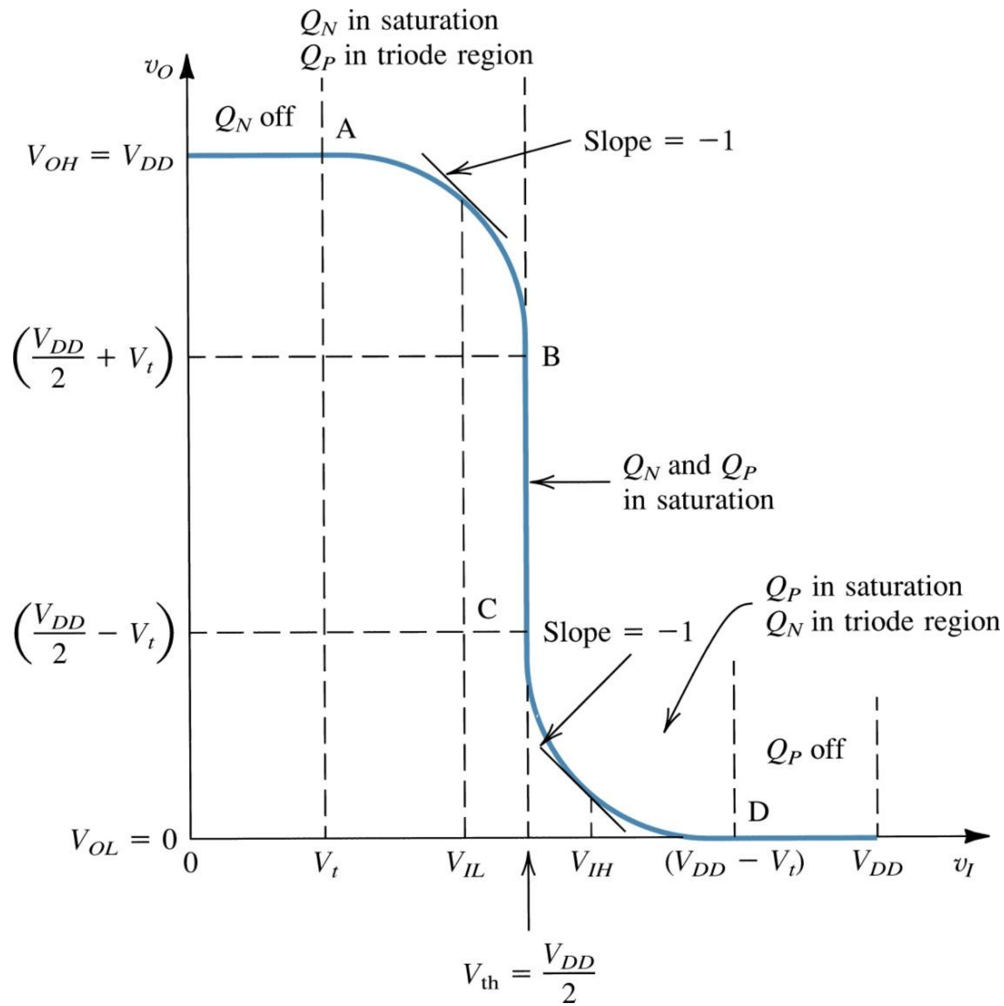


Inversor lógico em tecnologia NMOS

(usa um transístor NMOS de depleção)

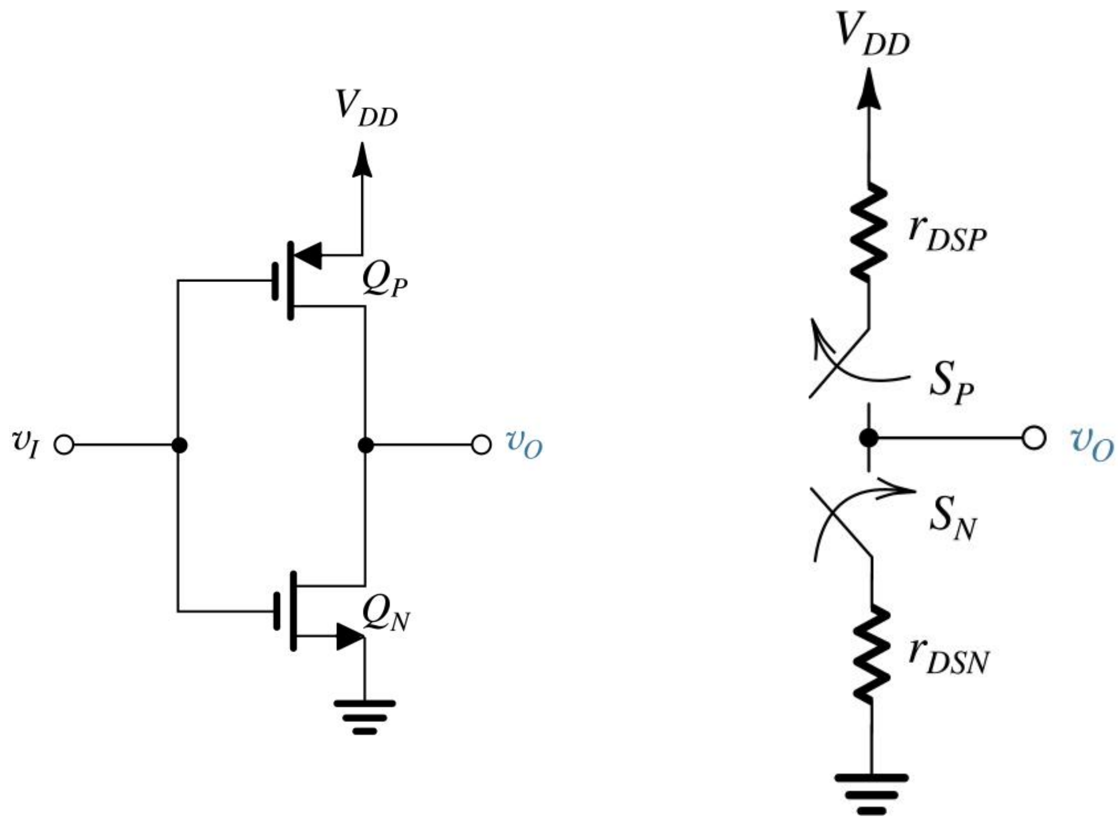
Característica de transferência





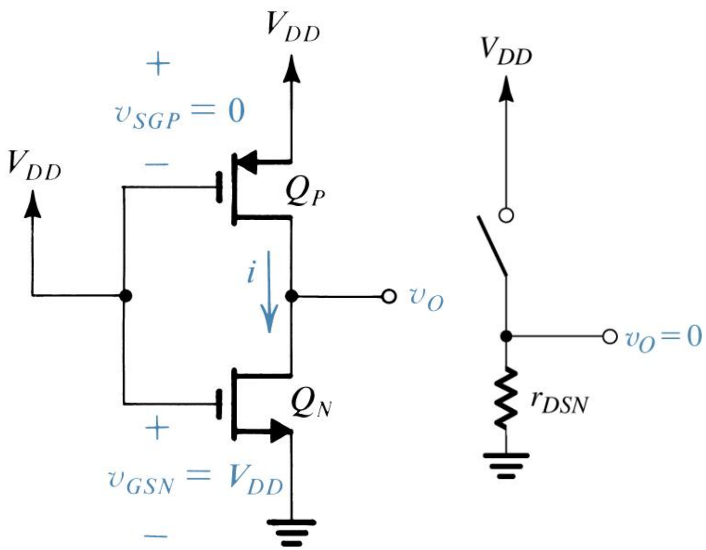
Inversor lógico em tecnologia CMOS

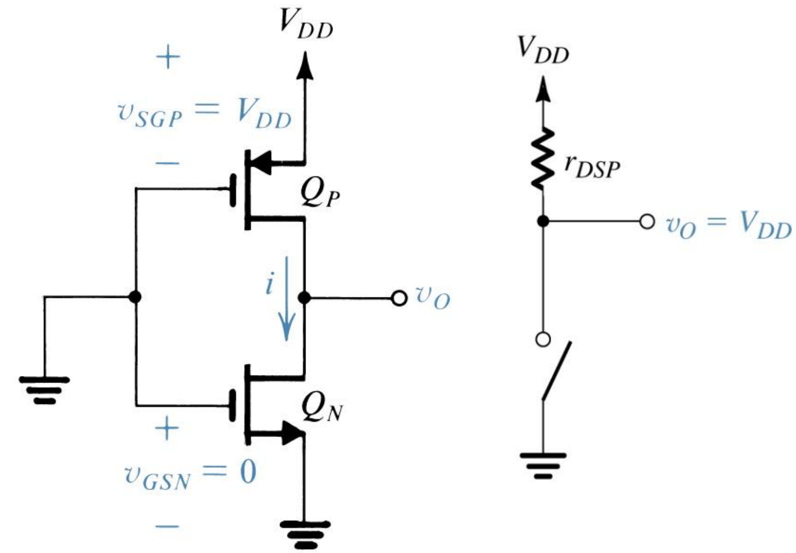
Característica de transferência: zonas de funcionamento dos transístores

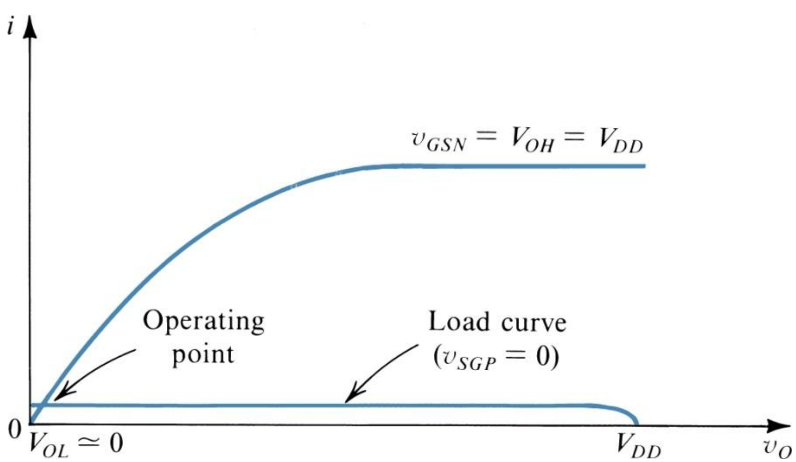


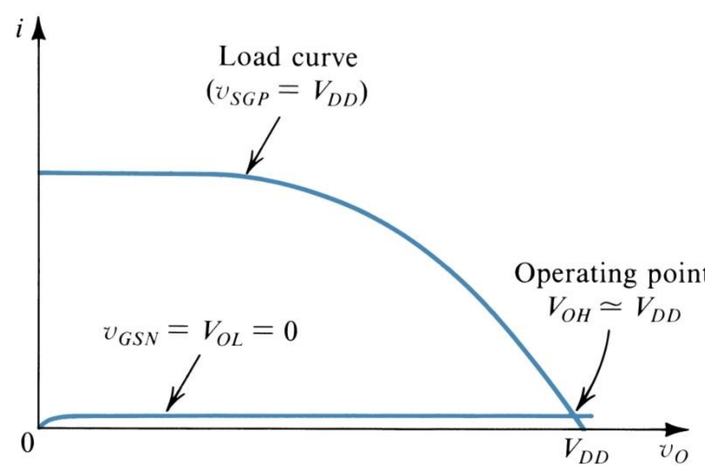
Inversor lógico em tecnologia CMOS

Modelos equivalentes





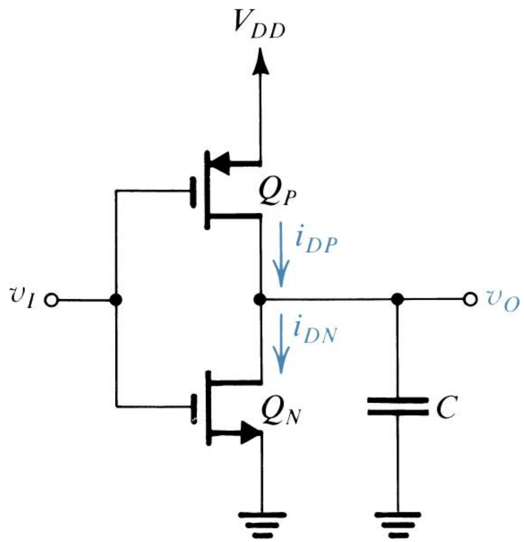


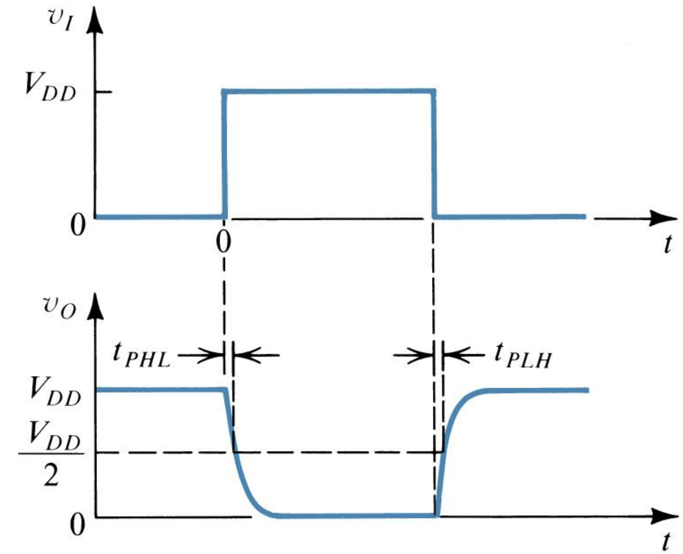


Inversor lógico em tecnologia CMOS

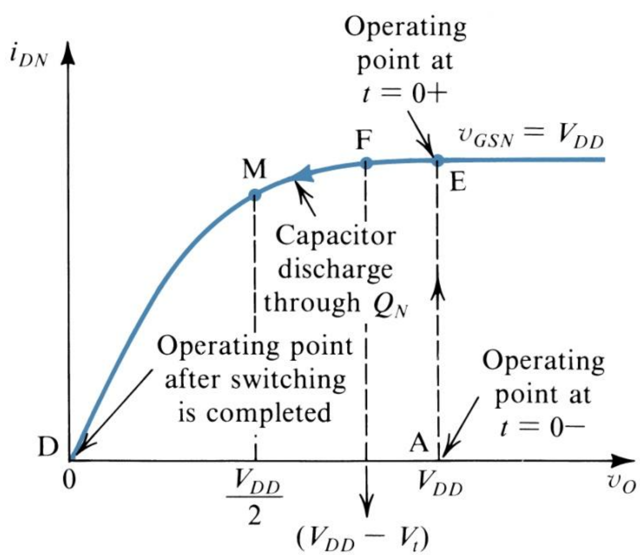
Modelos equivalentes

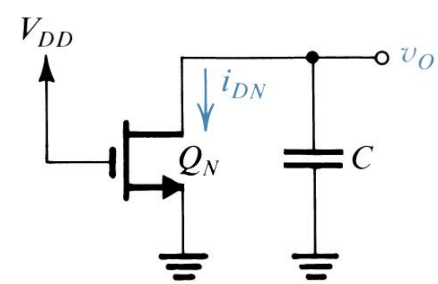
(saída a *Low* e saída a *High*)





(b)

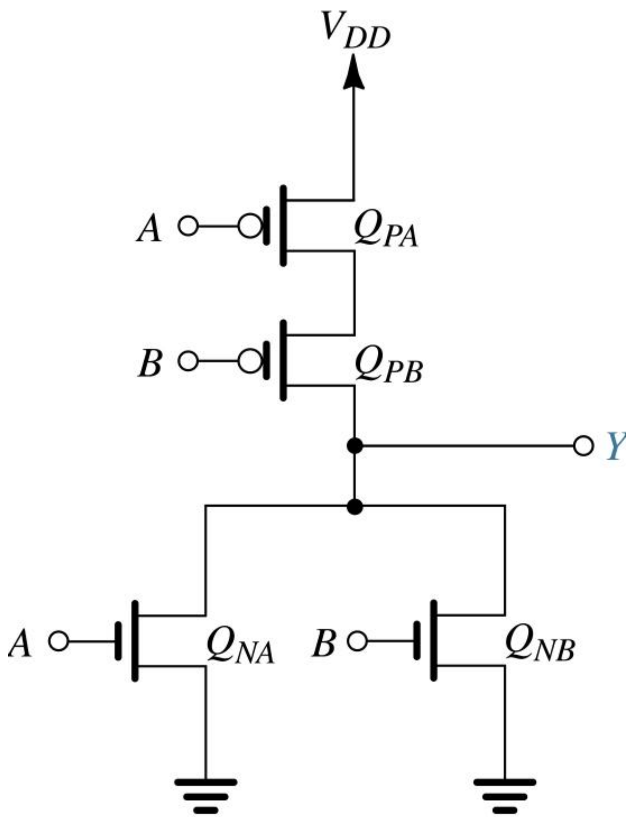




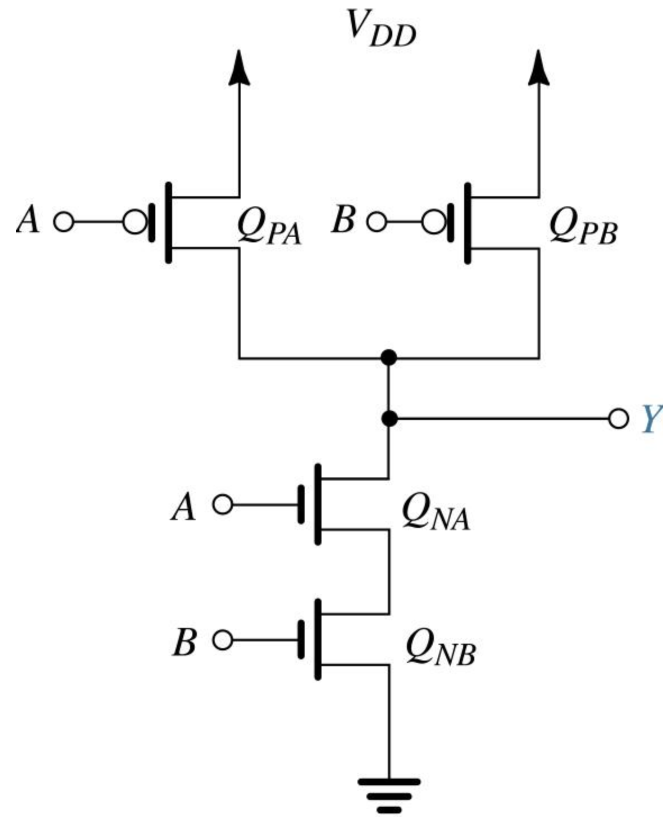
(d)

Inversor lógico em tecnologia CMOS

Tempos de comutação



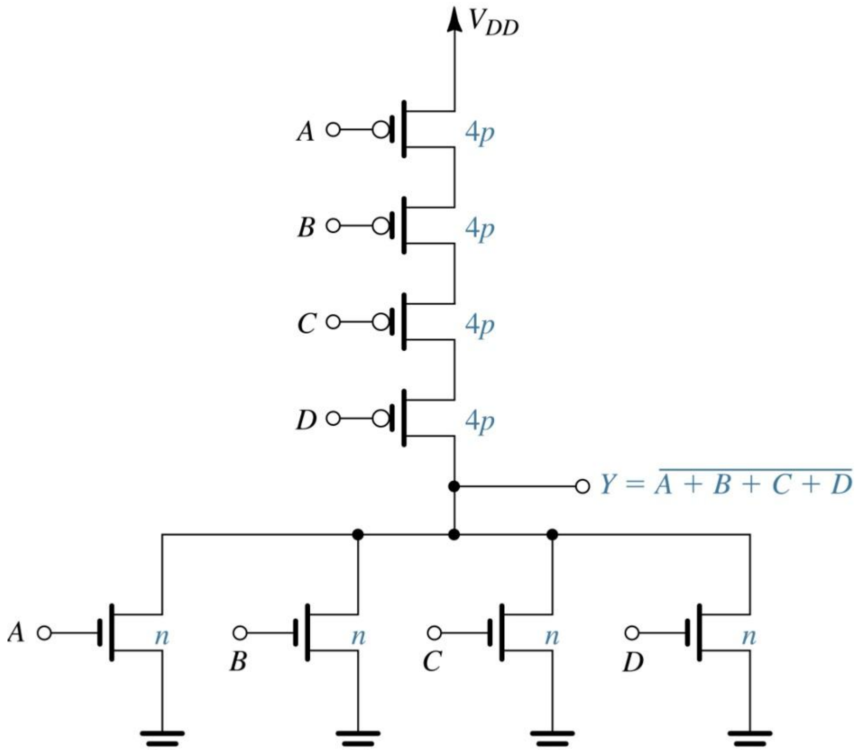
$Y = \overline{A + B}$

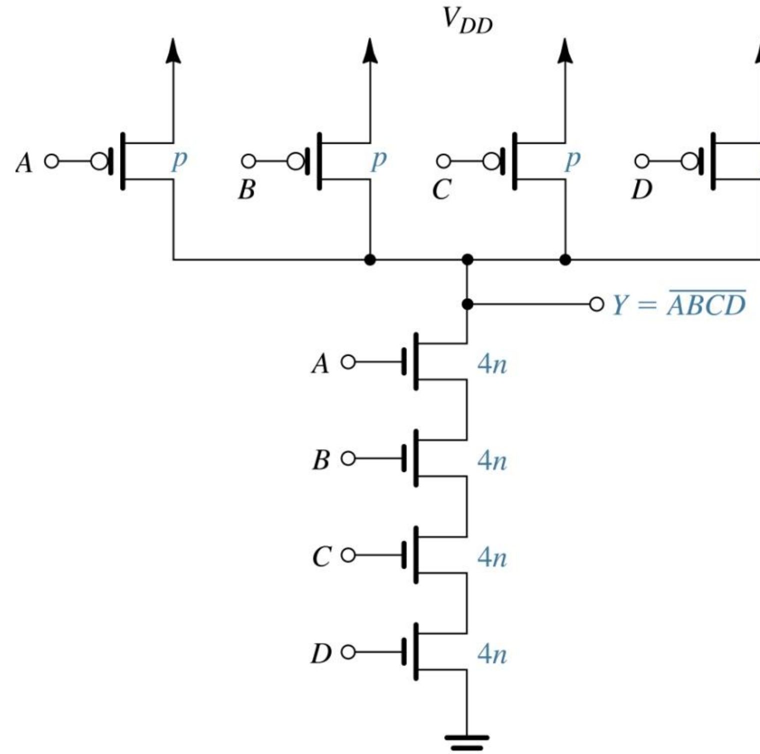


$Y = \overline{AB}$

NOR e NAND em tecnologia CMOS

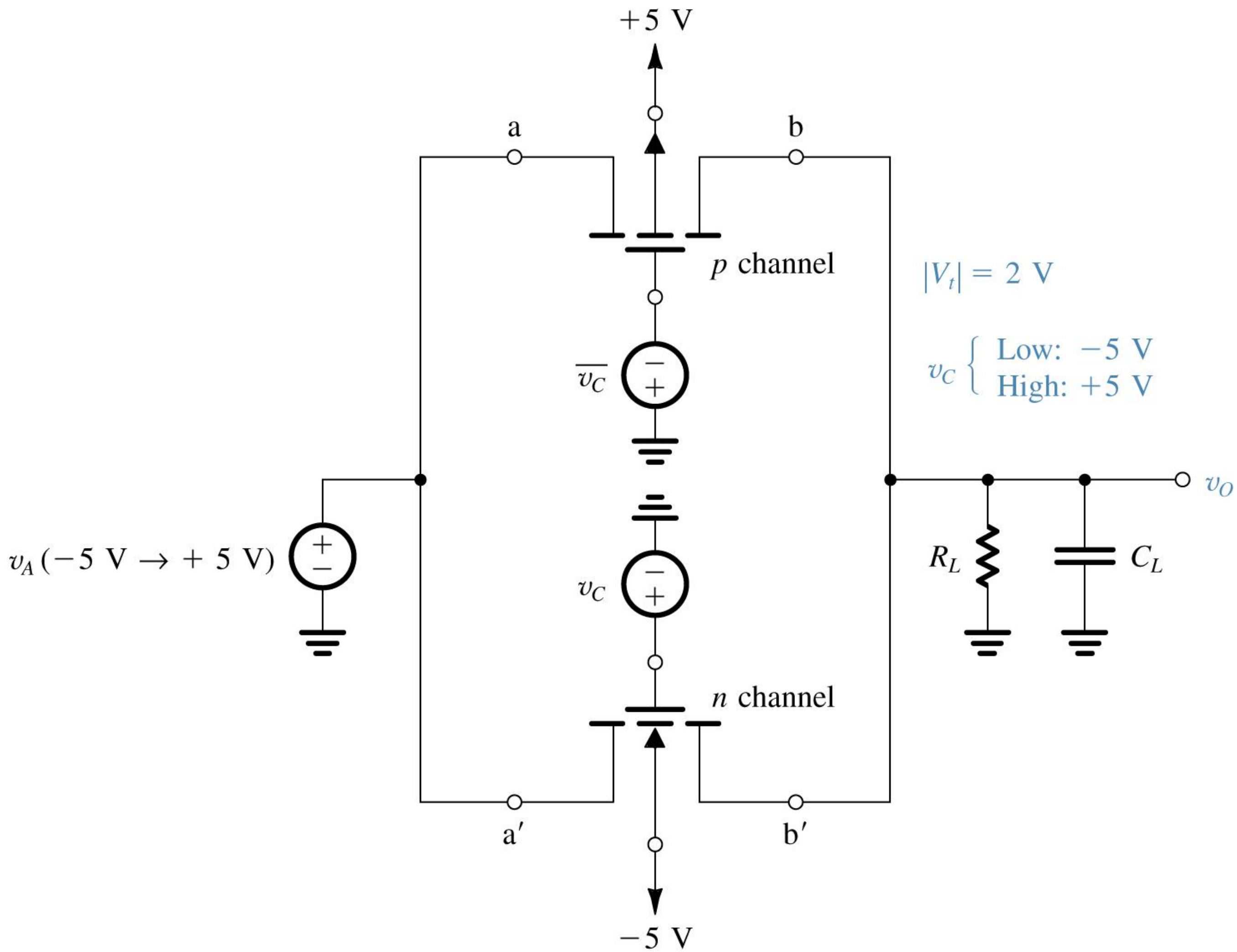
Implementação de portas lógicas universais



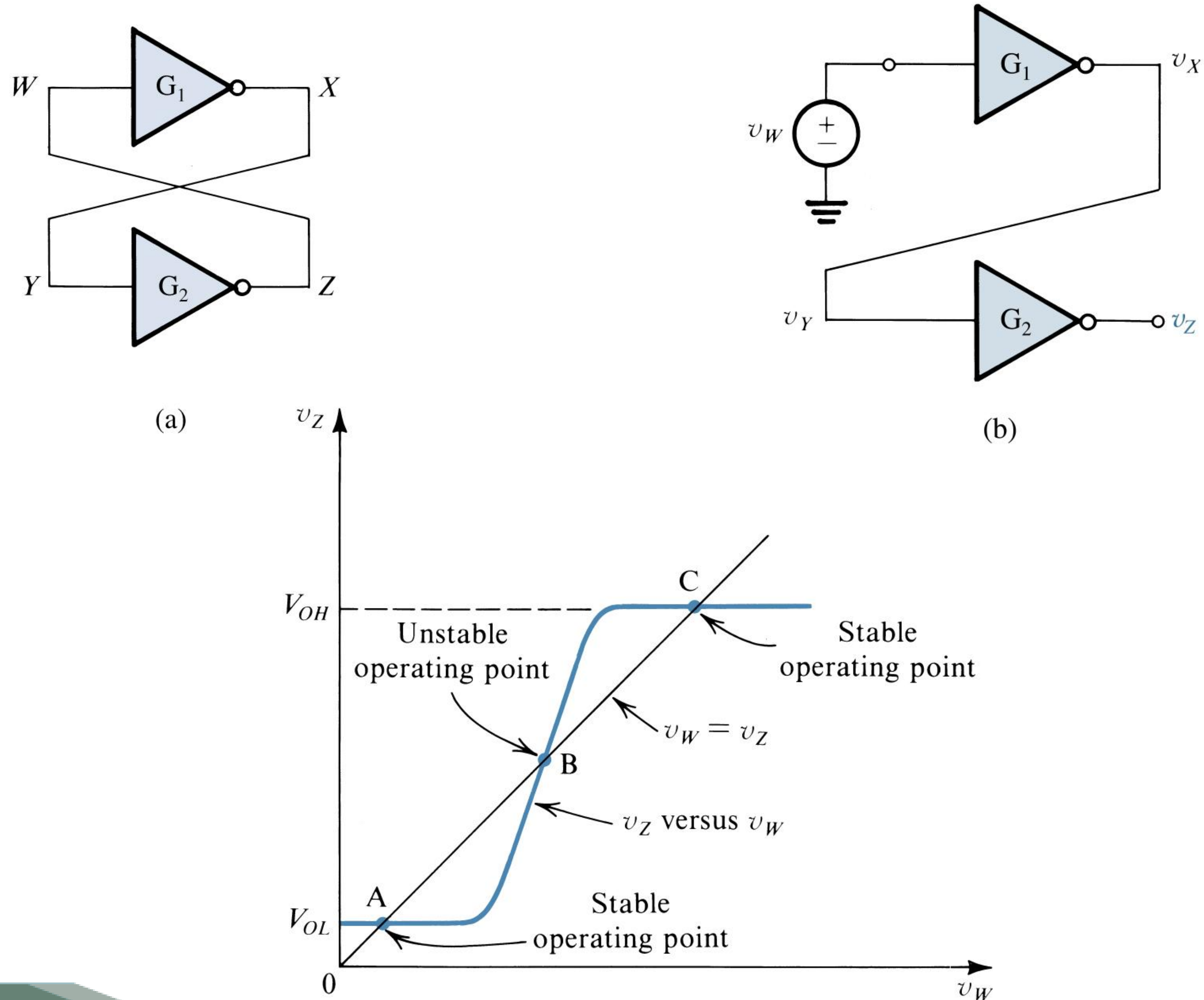


NOR e NAND em tecnologia CMOS

Implementação de portas lógicas com *fan-in* elevado

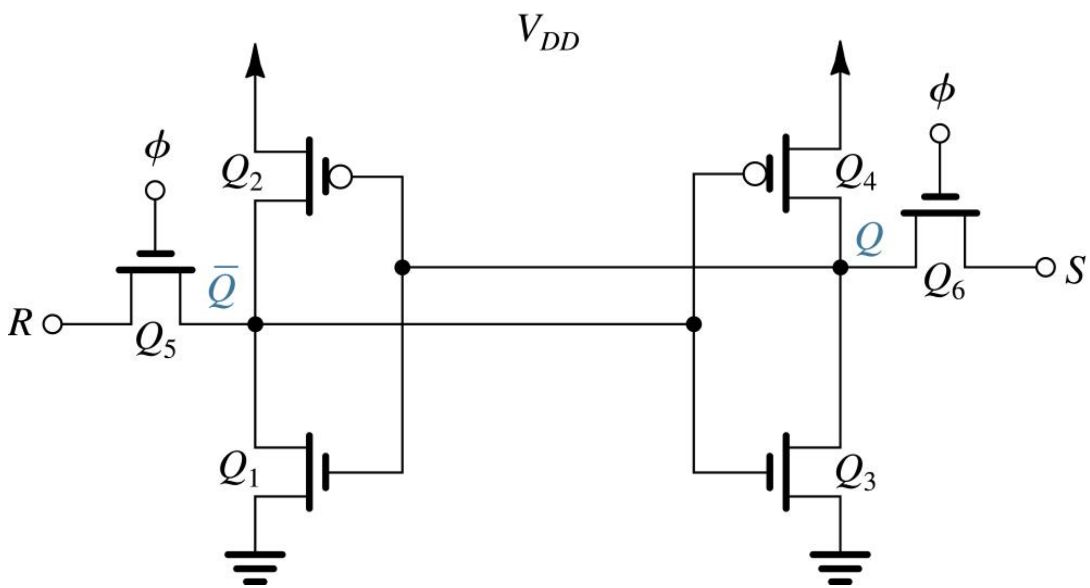


Interruptor em tecnologia CMOS
Implementação e funcionamento

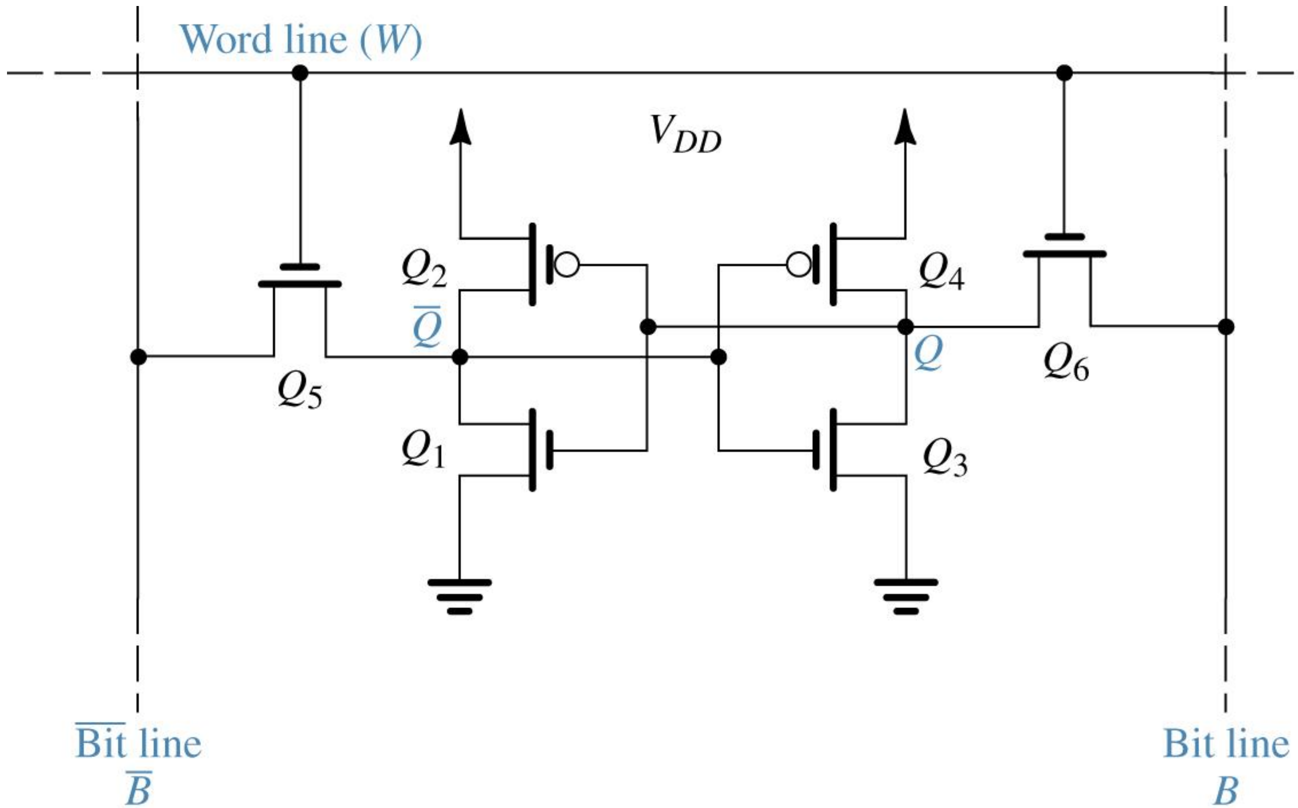


Latch SR em tecnologia CMOS

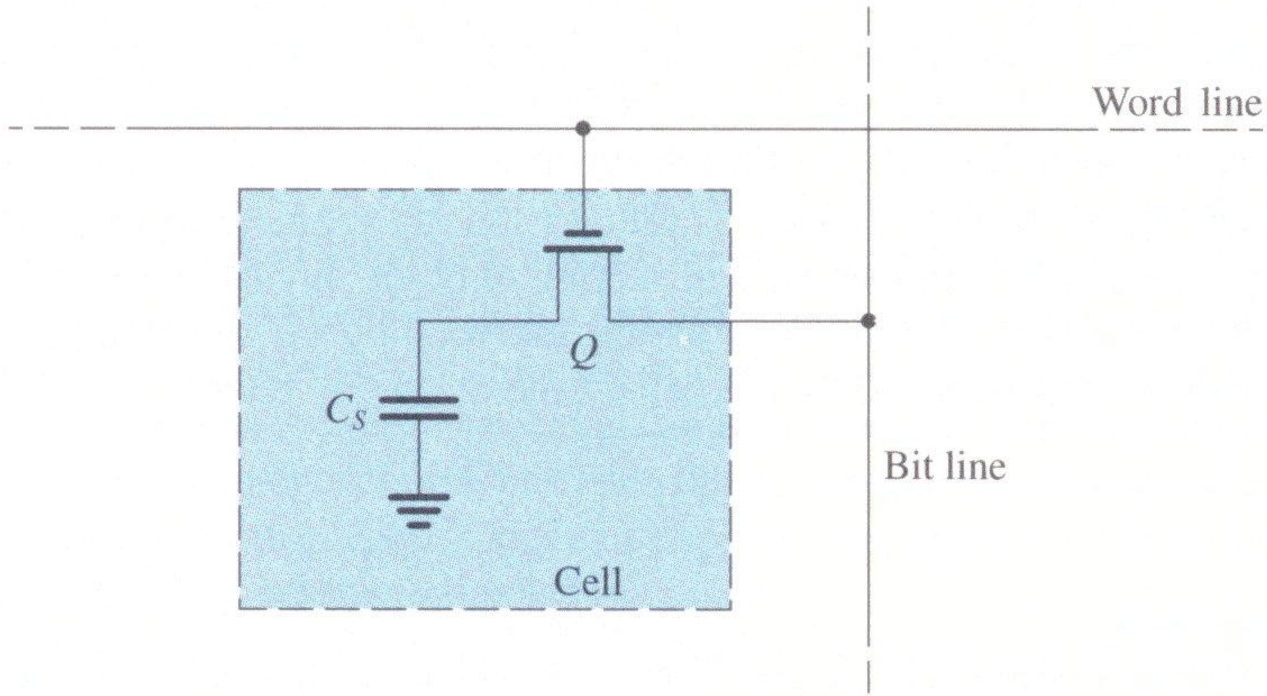
Característica de transferência $v_o(v_i)$



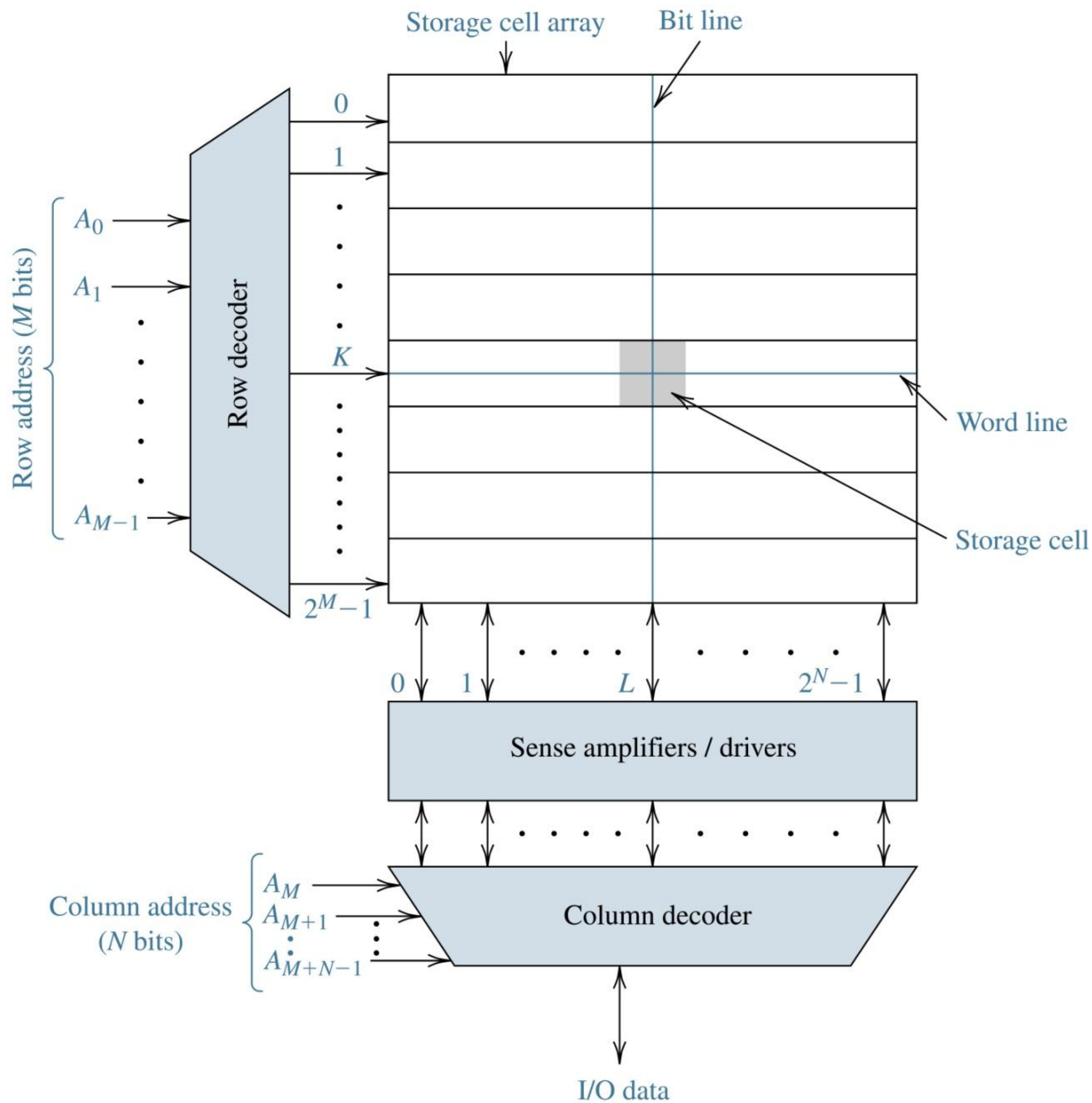
Latch SR em tecnologia CMOS
Implementação



Célula de memória estática SRAM
(*Static Random Access Memory*)
Implementada por um *flip-flop* SR



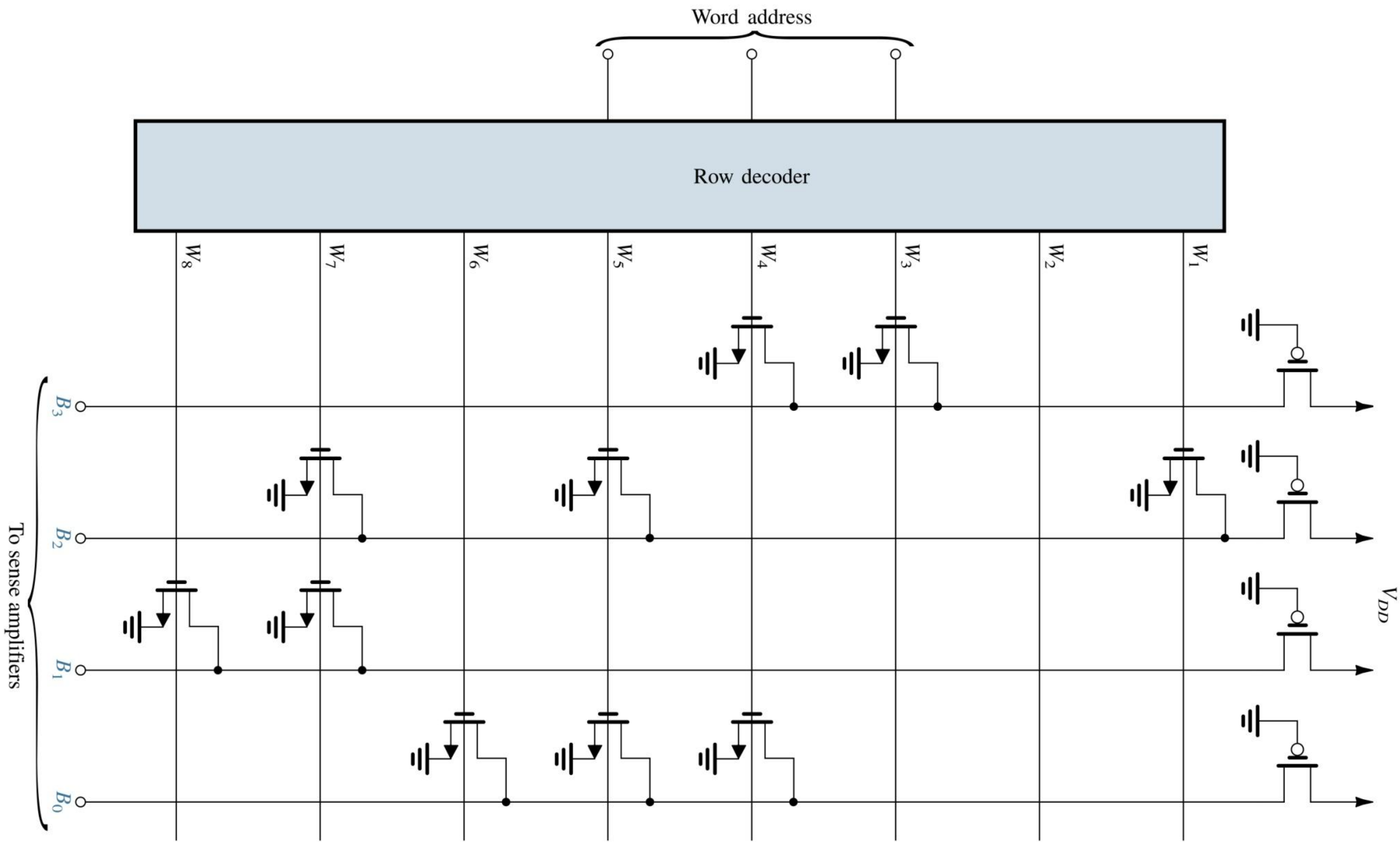
Célula de memória dinâmica DRAM
(*Dynamic Random Access Memory*)



Implementação de memória RAM

de 2^{M+N} bits

Matriz de 2^M linhas por 2^N colunas



Implementação de memória ROM
(*Read Only Memory*)
Matriz de 8 palavras x 4 bits