

Universidade do Algarve
Faculdade de Ciências e Tecnologia
Departamento de Física

Notas de apoio às aulas teóricas de
Introdução à Electrónica

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Curso de Física e Química
3º ano, 1º semestre

José Figueiredo
(gab. C2-3.11, jlongras@ualg.pt)

Electrónica:

ciência e tecnologia que estuda os aspectos físicos fundamentais da emissão electrónica, dinâmica electrónica e fenómenos correlacionados, bem como as suas aplicações; que estuda o comportamento dos electrões sob a acção de campos eléctricos, ou campos magnéticos, ou de campos electromagnéticos; que têm por objecto o desenvolvimento, o comportamento e as aplicações de dispositivos e circuitos electrónicos.

Fotónica:

ciência e tecnologia da geração e controlo de luz e outras formas de energia radiante cuja unidade quântica é o fóton. Inclui a emissão, transmissão, deflexão, amplificação e detecção de luz por componentes e instrumentos, lasers e outras fontes de luz, fibras ópticas, instrumentação electro-óptica, equipamento e electrónica relacionados, e outros sistemas sofisticados. As aplicações estendem-se a geração e detecção de energia, comunicações e processamento de informação.

Bioelectrónica:

parte da electrónica que trata da interacção dos electrões e sinais eléctricos com a matéria orgânica. Inclui a geração, modificação, detecção de sinais eléctricos por todas as formas de vida e materiais orgânicos. A bioelectrónica tem aplicações nos campos da medicina, genética, biologia, agricultura, etc.

Biofotónica:

parte da fotónica que trata das interacções da luz e de outras formas de radiação, cuja entidade elementar é o fóton, com matéria orgânica. Inclui a emissão, detecção, absorção, deflexão, refacção, selecção, modificação e criação de radiação por todas as formas de vida e materiais orgânicos. A biofotónica tem muitas aplicações nos campos da medicina, genética, biologia, agricultura, e ciência ambiental.

Nanoelectrónica:

Nota prévia

Este conjunto de textos poderá (e tem com certeza) erros involuntários. Agradece-se a comunicação dos mesmos, bem como o envio de comentários para jlongras@ualg.pt. Estas notas não dispensam (e aliás aconselham) a consulta de outras fontes, nomeadamente, as citadas na bibliografia. **O docente sugere que estas notas sejam usadas para acompanhar as aulas teóricas e práticas.**

Bom trabalho!
Setembro de 2006

Programa resumido da disciplina

- Introdução
- Circuitos de Corrente Contínua e de Corrente Alternada
- Amplificador Operacional e Aplicações
- Díodos e Aplicações
- Transístores e Aplicações
- Elementos de Electrónica Digital

Trabalhos de Laboratório previstos (ver Guias de Apoio à Componente Laboratorial da Disciplina Introdução à Electrónica)

- Circuitos de Corrente Contínua: Medição de Grandezas Eléctricas
- Circuitos de Corrente Alternada: Circuitos RC e RLC, Filtros
- Amplificador Operacional: montagens inversora e não-inversora
- Amplificador Operacional: Circuitos Operativos
- Característica Corrente-tensão do Díodo
- Circuitos de Rectificação e de Detecção de Pico
- Traçado das Curvas Características de um Transístor Bipolar
- Circuito Amplificador com um Transístor Bipolar
- Circuito Inversor usando um Transístor Bipolar

Bibliografia

- *Electronics Fundamentals: Circuits, Devices, and Applications*, T. L. Floyd.
- *Electric Circuits*, J. W. Nilsson, S. A. Riedel, Prentice-Hall International, Inc., 2000 (Biblioteca 621.3 NIL*Ele).
- *Microelectronics Circuits*, A. S. Sedra & K. C. Smith, Saunders College Publishing, capítulos 1-4.
- *Modern Electronic Instrumentation and Measurement Technics*, A. Helftiick e W. Cooper, Prentice-Hall, 1990.
- *The Art of Electronics*, P. Horowitz e W. Hill, Cambridge University Press, 1990.
- *Electrónica Analógica*, António J. G. Padilla, Editora McGraw-Hill de Portugal, 1993.
- *Instrumentos de Medição Eléctrica*, R. P. Torreira, Biblioteca cota 621.317 Tor*Ins
- *Análise de Circuitos em Engenharia*, W. H. Hayt et al, Biblioteca cota 621.3 Hay*Ana
- *Electricidade Básica*, M. Gussow, Biblioteca cota 621.3 Gus*Ele

Recomenda-se a revisão dos conceitos associados à electricidade, electrotecnia e corrente eléctrica tratados nos ensinos básico e secundário, assim como nos 1º e 2º anos da licenciatura.

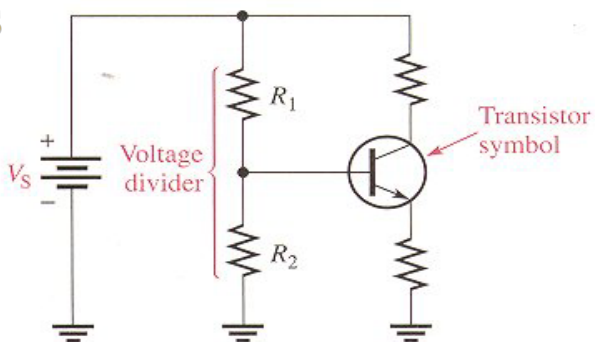
Índice da Notas

• Introdução	6
• Corrente Contínua	18
• Corrente Alternada	43
• Amplificador Operacional e Aplicações	59
• Díodos e Aplicações	75
• Transístores e Aplicações	97
• Circuitos não lineares	125
• Introdução à Electrónica Digital	133
• Frequências e exames dos anos anteriores	150
• Bibliografia	182

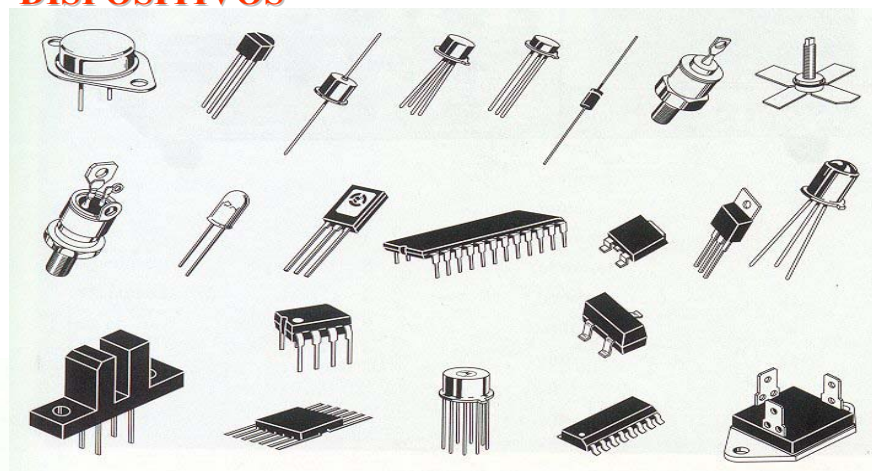
Introdução

O objectivo da disciplina de Introdução à Electrónica é familiarizar os alunos com os princípios básicos da Electrónica, porventura a tecnologia mais marcante da sociedade em que vivemos, através da medição e caracterização de grandezas eléctricas fundamentais, da análise de circuitos eléctricos/electrónicos simples, do estudo dos princípios de funcionamento de dispositivos como diodo, transístores, etc., e do desenvolvimento de montagens incorporando estes componentes quer na forma discreta e quer na versão integrada.

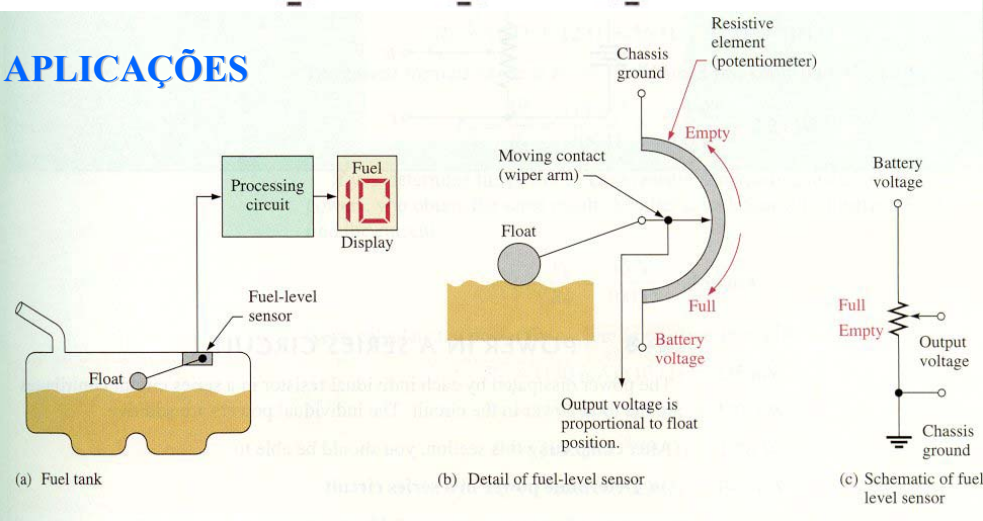
CIRCUITOS



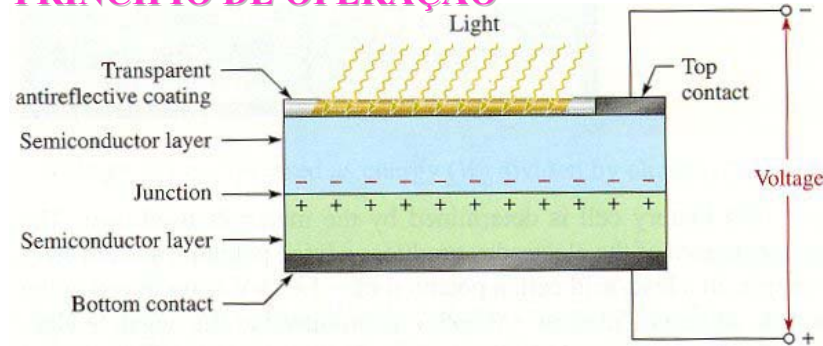
DISPOSITIVOS



APLICAÇÕES



PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO



(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

... as origens e o futuro ...

• Alguns dos pioneiros da Electrónica

- Tales de Mileto (Séc. V a.C), William Gilbert Ohm (1544-1603), Otto von Guericke (1602-1686), Stephan Gray (1666-1736), Dufy (1698-1739), Benjamin Franklin (1706-1790), Nollet (), Coulomb (1736-1806), Luigi Galvani (1737-1798), Alessandro Volta (1745-1827), Oersted (1777-1851), Ampère (1775-1836), Ohm (1789-1854), Faraday (1791-1867), ...

• Desenvolvimentos/descobertas que levaram à tecnologia electrónica actual

- Estudos de corrente eléctrica em tubos de vácuo (Heinrich Geissler, William Crookes, Edison, ...)
- Descoberta do Electrão (sir Joseph Thompson, 1856-1940)
- Invenção da **válvula amplificadora** (John A. Fleming, Lee de Forest)
 - Rádio (1920) (usando detectores de cristal), televisão (1927), computadores (1939), ...
- Osciladores de microondas: Magnetrão (1939), Clistrão
- Primeiro programa de computador (John Von Neumann, 1946)
- Electrónica do Estado Sólido
 - 1947: invenção do **transístor**; placas de circuito impresso
 - 1951: fabricação comercial do transístor
 - 1958: primeiro **circuito integrado** (primeiro “chip”); corrida à miniaturização
 - 1965: primeiro **“amp-op”** (mA709)
 - 1971: primeiro **microprocessador** (chip 4004, Intel)
 - 1975: primeiro **computador pessoal**; primeira calculadora de bolso;
 - 1982: Disco Compacto
 - Anos 90: Internet – 130 web sites em 1993, milhões em 2000 !!!
- **Vocábulos como Bioelectrónica, Nanoelectrónica, Fotónica, circuitos integrados optoelectrónicos, fotónicos, biofotónica, etc., são cada vez mais comuns na linguagem corrente.**

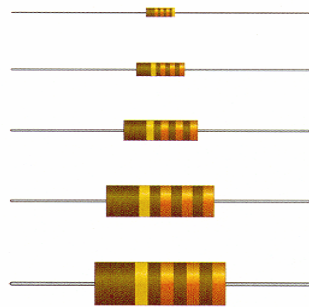
Materiais comuns em electrónica

- Condutores (prata, cobre, alumínio, ouro, ...)
- Semicondutores (silício, germânio, arsenieto de gálio, ...)
- Isoladores (madeira, sílica, plástico, ...)

Características importantes: estrutura atómica, estrutura cristalina, número de electrões livres, bandas de energia, condutividade eléctrica, condutividade térmica, emissão e detecção de luz, etc.

Alguns componentes básicos de um circuitos eléctricos/electrónicos

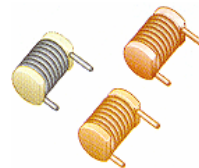
Resistências (R)



Condensadores (C)



Indutâncias (L)



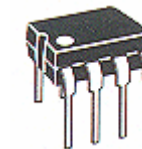
Díodos (D)



Transístores (T)



Amplificadores Operacionais (AmpOps)



Fusíveis



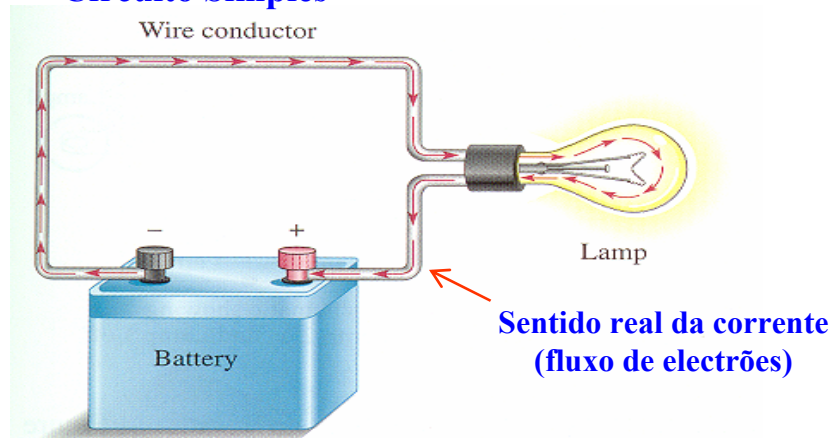
Fusíveis



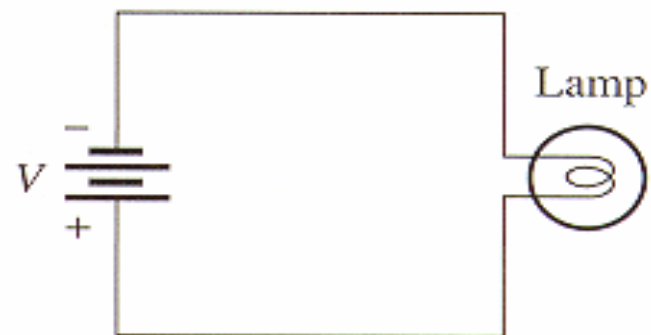
Circuito Eléctrico

Um circuito eléctrico é um conjunto de condutores (incluindo resistências, condensadores, bobines, geradores, receptores, etc.) onde há pelo menos um percurso fechado para fluxo de carga.

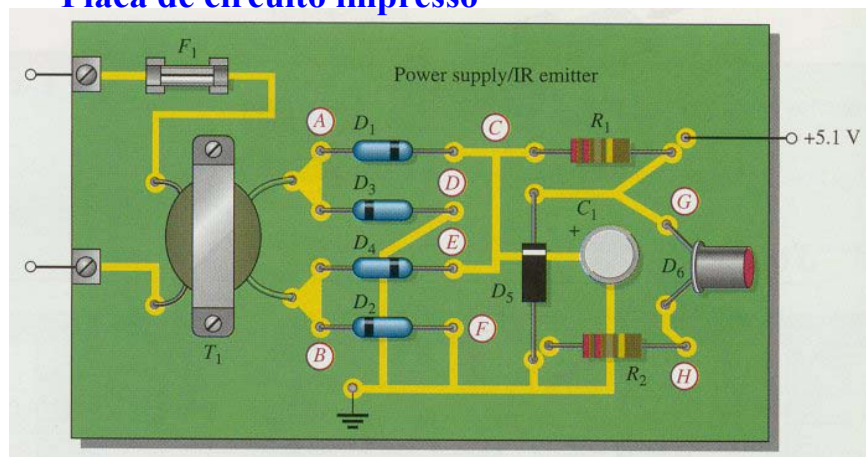
Circuito Simples



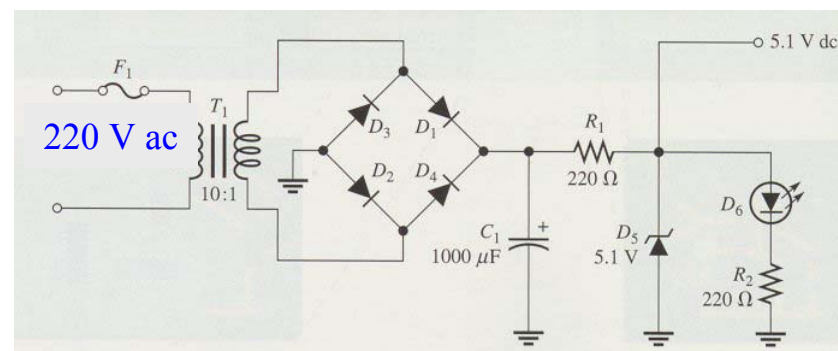
Esquema do Circuito



Placa de circuito impresso

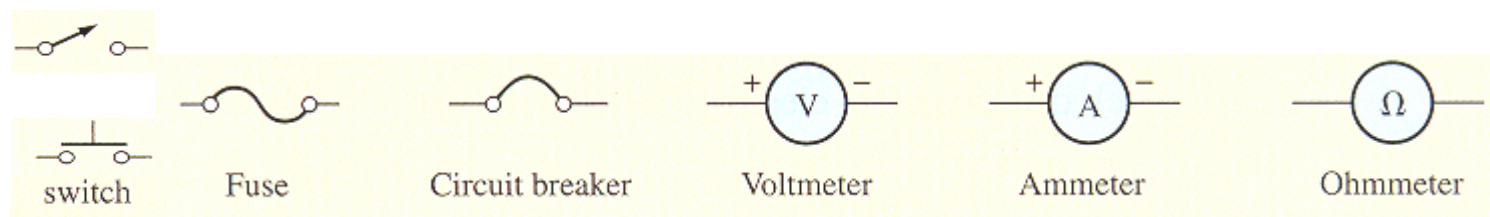
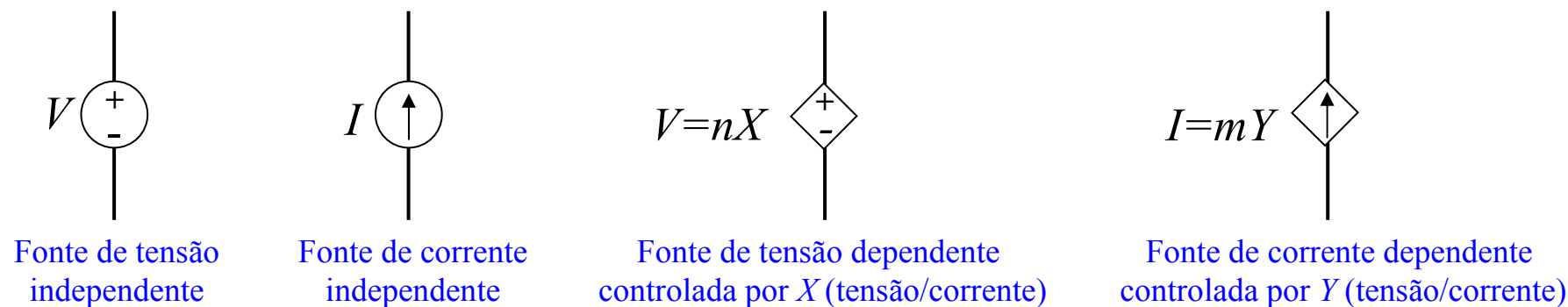
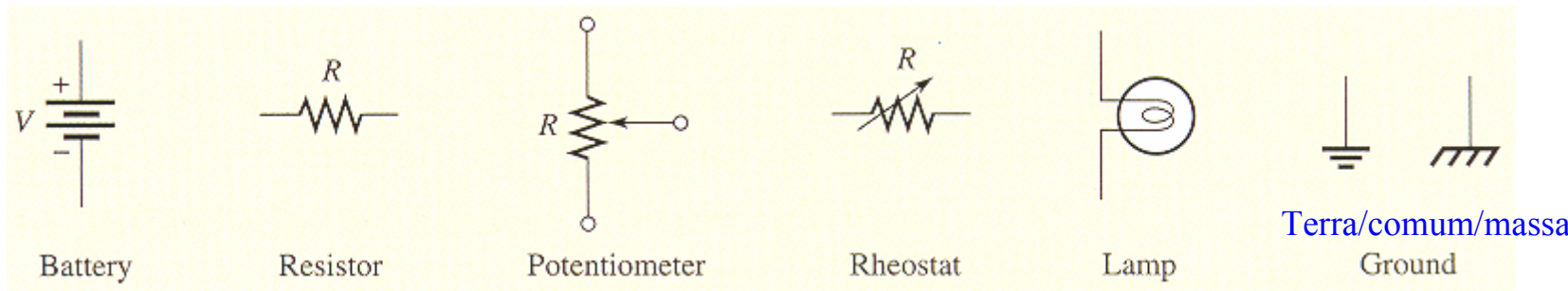


Esquema do circuito



(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

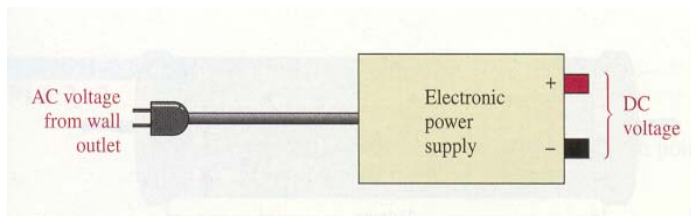
Alguns símbolos eléctricos correntemente usados*



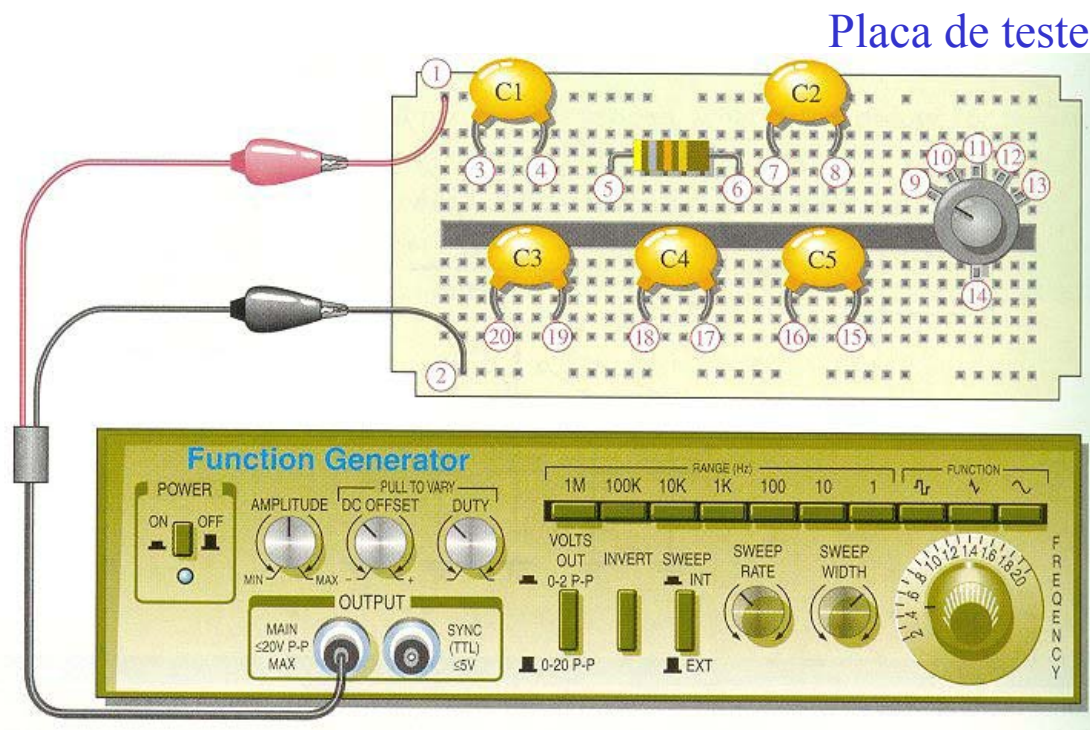
*Ver recomendações da **Comissão Electrotécnica Internacional (CEI)** e as normas portuguesas.

Fontes e geradores funções/sinais

Fonte cc (dc)



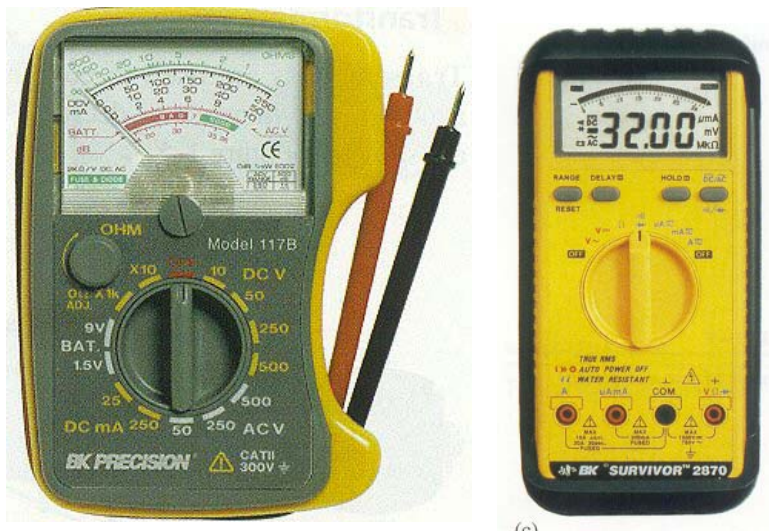
Gerador de sinais/funções



(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

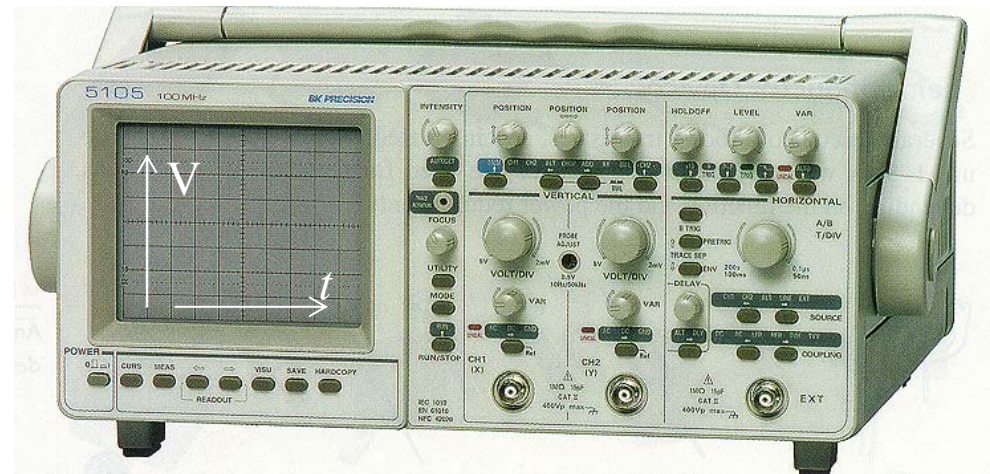
Instrumentos de medida fundamentais em Electrónica

multímetros



Usado para medir resistências, tensão e intensidade de corrente

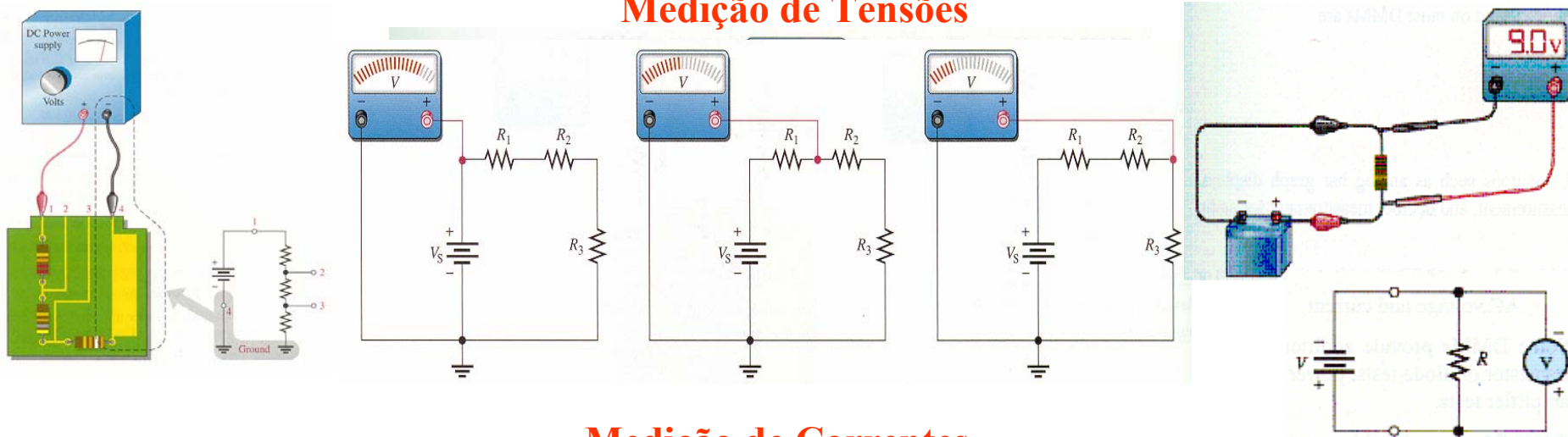
osciloscópio



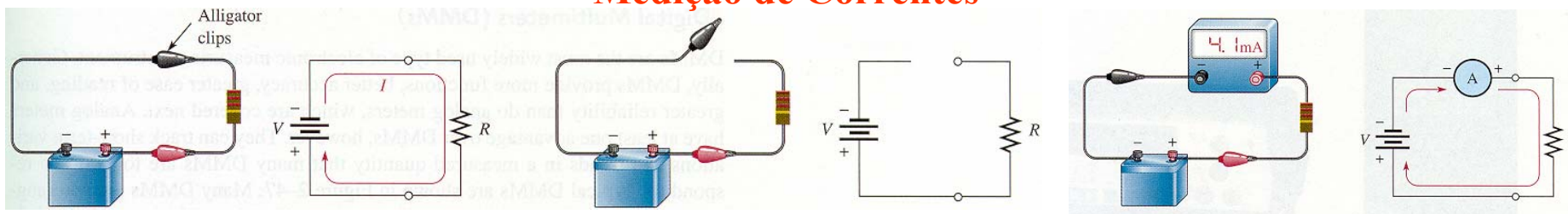
Usado para observar formas de onda, medir directamente tensões (V) e tempos (t)

*Ver <http://www.drdaq.com>.

Medição de Tensões



Medição de Correntes



Medição de Resistências



Ver guias de apoio às aulas práticas

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Convenções

A utilização de caracteres na representação de grandezas, constantes, parâmetros, coeficientes e unidades eléctricas e magnéticas rege-se pelas seguintes convenções:

- caracteres maiúsculos em itálico para grandezas escalares constantes no tempo, mas também para o valor médio ou a amplitude das grandezas variáveis no tempo. Por exemplo, U , V , Q , I , $I_m \sin(\omega t)$.
- caracteres minúsculos em itálico para valores instantâneos das grandezas escalares. Por exemplo, $i(t)$, $v(t)$. No entanto, e com o intuito de simplificar a representação das equações, por vezes representa-se apenas i e v em vez de $i(t)$ e $v(t)$.
- caracteres maiúsculos em estilo romano para grandezas vectoriais, como, por exemplo, o vector campo eléctrico \vec{E} , e o vector força eléctrica, \vec{F} . As grandezas e as funções complexas, como a **impedância**, os fasores da tensão e da corrente, a função resposta em frequência e a função de transferência, também se representam em estilo romano (Z , V , I , ...). No entanto, o módulo e a fase das grandezas complexas, como, por exemplo, da impedância e da resposta em frequência, são representados em itálico.
- as constantes, parâmetros e coeficientes são representados com caracteres gregos ou latinos, minúsculos ou maiúsculos em itálico, de acordo com as convenções internacionais. Por exemplo, a resistência eléctrica, R , a capacidade eléctrica, C , a indutância electromagnética, L , a mobilidade dos electrões, μ , a permitividade do vazio, ϵ_0 , etc.

IMPORTANTE

Em Electrónica, e nestas notas, um sinal $v(t)$ pode conter uma componente independente do tempo (a componente contínua ou dc) e uma componente que é uma função periódica com valor médio nulo. As componentes dc representam-se por caracteres maiúsculos em itálico com índices maiúsculos (V_{IN}). As componentes puramente alternadas representam-se por caracteres minúsculos em itálico com índices minúsculos (v_{in}). Assim, um dado sinal $v(t)$ é em geral representado como $v(t) = v_{IN} = V_{IN} + v_{in}$, onde o sinal $v(t)$ é representado por caracteres minúsculos em itálico com índices maiúsculos v_{IN} . O valor médio (ou componente contínua) de um um sinal $v(t)$ é $\langle v(t) \rangle = \langle v_{IN} \rangle = V_{IN}$; o valor médio de um sinal puramente alternado é nulo. No caso caso de um sinal de corrente $i(t)$ escreve-se $i_{IN} = I_{IN} + i_{in}$.

Símbolos e Unidades eléctricas SI

- diferença de potencial ou tensão constantes: ΔU , U , ΔV , V ; unidade: volt, V
- diferença de potencial ou tensão variável no tempo: Δv , v ; unidade: volt, V)
- quantidade de carga eléctrica constante no tempo: Q ; unidade: coulomb, C
- quantidade de carga eléctrica variável no tempo: q ; unidade: coulomb, C
- intensidade de corrente eléctrica constante: I ; unidade: ampere, A
- intensidade de corrente eléctrica variável no tempo: i ; unidade: ampere, A
- resistência eléctrica: R ; unidade: ohm; Ω
- condutância (inverso da resistência): G ; unidade: siemens, S
- capacidade: C ; unidade: farad, F (não confundir com faraday)
- indutância: L ; unidade: henry, H
- impedância: Z ; unidade: ohm, Ω
- reactância: X ; unidade: ohm, Ω .

Efeitos da Corrente Eléctrica no Corpo Humano

- **Choque eléctrico**

É a corrente e não a tensão que causa o choque. A severidade do choque depende, é claro, do valor da diferença de potencial e do caminho percorrido pela corrente no corpo.

A resistência típica do corpo humano é da ordem de 10 kΩ – 50 kΩ; $220\text{ V}/10\text{ k}\Omega=22\text{ mA}$.

- **Efeitos no corpo humano**

- 2 mA, começo da percepção
- 10 mA, choque sem dor e sem perda de controlo muscular
- 20 mA, choque com dor
- 30 mA, choque com dor severa, contracção muscular, dificuldades de respiração
- 75 mA, fibrilação
- 250 mA, fibrilação ventricular, usualmente fatal após 5 s
- 4000 mA, paragem cardíaca
- 5000 mA, queimadura dos tecidos

- **Temperaturas elevadas**

Os componentes electrónicos em operação, em geral, atingem elevadas temperaturas para o ser humano (~373 K), o que pode originar queimaduras e causar incêndios se não estiverem correctamente acondicionados.

Regras/Comportamentos de Segurança

- Evitar contacto com os terminais das fontes;
- Desligar as fontes antes de trabalhar no circuito;
- Descarregar os condensadores antes de tocar no circuito;
- Não trabalhar em equipamentos sem conhecer os procedimentos e os cuidados a ter;
- Não manusear instrumentos com as mãos molhadas; não trabalhar em piso molhado;
- Conhecer os locais onde se encontram os interruptores de segurança e as saídas de emergência;
- Não usar valores de corrente superiores às necessidades do circuito;
- Fazer em último lugar a conexão ao ponto de maior tensão do circuito;

Corrente Contínua

(Recomenda-se a revisão dos conceitos associados que forma abordados no ensino secundário e em Física Geral II)

(Rever Símbolos e Unidades Eléctricas SI).

Resistividade de algumas substâncias:

Condutores:

prata ($1,47 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$), cobre ($1,72 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$), ouro ($2,44 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$), alumínio ($2,75 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$), tungsténio ($5,25 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$), aço ($20 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$), chumbo ($22 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$), mercúrio ($95 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$).

Semicondutores:

grafite pura ($3,5 \times 10^{-5} \Omega \cdot m$), germânio puro ($0,6 \Omega \cdot m$), silício puro ($2300 \Omega \cdot m$).

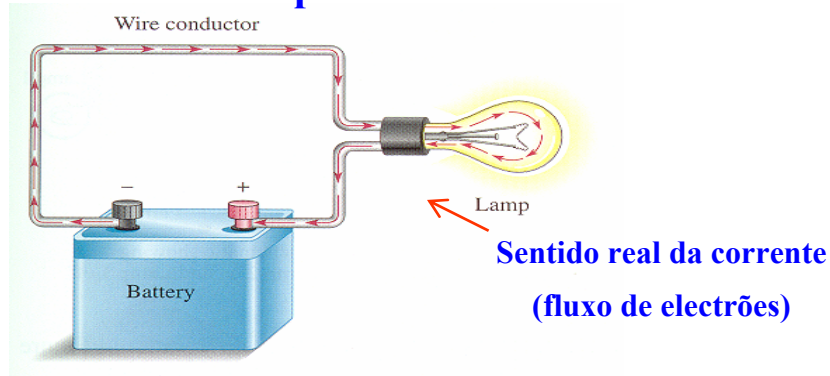
Isoladores:

âmbar ($5 \times 10^{14} \Omega \cdot m$), vidro ($10^{10} - 10^{14} \Omega \cdot m$), quartzo fundido ($75 \times 10^{16} \Omega \cdot m$), mica ($10^{11} - 10^{15} \Omega \cdot m$), madeira ($10^8 - 10^{11} \Omega \cdot m$).

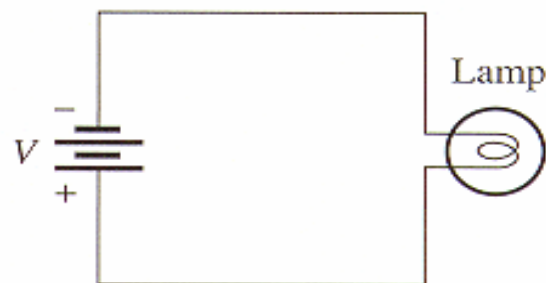
Circuito Eléctrico

Um **circuito eléctrico** é um conjunto de condutores (incluindo resistências, condensadores, bobinas, geradores, receptores, etc.) onde há pelo menos um percurso fechado para fluxo de carga eléctrica. É a **tensão eléctrica** entre dois pontos de um circuito que determina a maior ou menor rapidez com que as cargas eléctricas são «arrastadas» através do condutor; a **intensidade de corrente eléctrica** depende da rapidez de «arrastamento» dos portadores de carga eléctrica. Por sua vez este arrastamento é tanto menor quanto maior for a resistência ao movimento dos portadores de carga eléctrica.

Circuito Simples

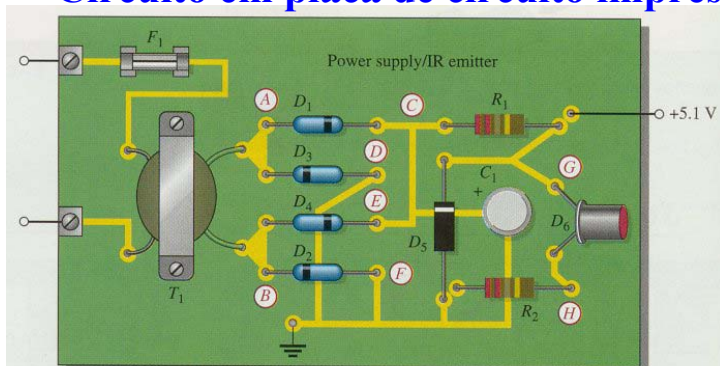


Esquema do Circuito

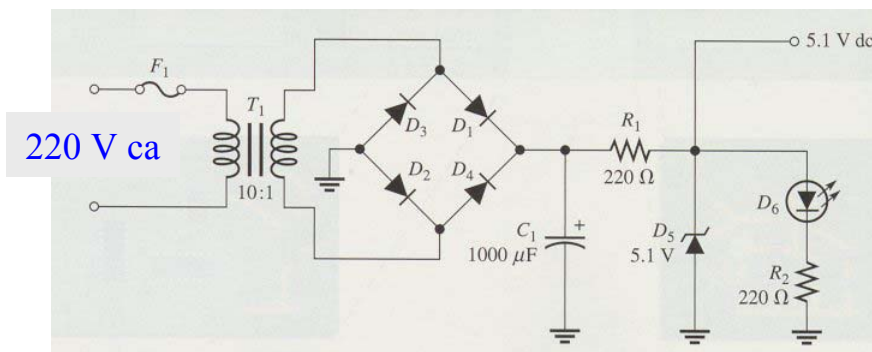


(ver <http://w3.ualg.pt/~jlongras/WaterAnalogy.swf>)

Circuito em placa de circuito impresso



Esquema do circuito



Diferença de Potencial ou Tensão

A **diferença de potencial** (ddp) ou **tensão** entre dois pontos corresponde à energia potencial eléctrica por unidade de carga eléctrica capaz de se transformar noutra forma de energia: $U=V=E_p/Q$. Uma vez que a energia potencial é definida a menos de uma constante, o valor da tensão refere-se, sempre, à **diferença de potencial relativamente a um ponto de referência**, i.e., dizer que a tensão ou a ddp num ponto é **1 volt (V)**, corresponde a afirmar que o valor da tensão nesse ponto, quando comparado com o do ponto de referência, é superior ao valor da tensão no ponto de referência em 1 V, ou seja, que a ddp entres os dois pontos é 1 V: **1 V** corresponde, portanto, à ddp/tensão entre dois pontos quando para se mover a carga de 1 coulomb (C) de um ponto ao outro é necessário realizar o trabalho de 1 joule (J).

A corrente eléctrica, fluxo de carga eléctrica através de uma secção de um condutor por unidade de tempo, num circuito tem, por convenção, o sentido dos potenciais decrescentes, i.e., o sentido das cargas positivas ou na ausência destas o sentido contrário ao das cargas negativas. Assim, o sentido da corrente normalmente indicado corresponde ao sentido convencional (que é contrário ao dos electrões). Contudo, ter em atenção que **alguns dos esquemas nestas notas adoptam o sentido real do movimento dos portadores de carga**.

Intensidade de Corrente Eléctrica

Define-se **corrente eléctrica** como o movimento ordenado de cargas eléctricas. Ao sentido de arrastamento dos electrões num material é usual chamar-se sentido real ou sentido electrónico da corrente (sentido em que fluem os portadores de carga negativa). **Por convenção, o sentido da corrente eléctrica é contrário ao sentido electrónico, ou seja do polo positivo para o polo negativo**. Este sentido (convencional) foi utilizado pela primeira vez por Ampère, que desconhecia a natureza corpuscular da corrente eléctrica.

Define-se **intensidade de corrente eléctrica**, através de uma secção de um condutor, como a taxa de variação temporal do fluxo de carga eléctrica nessa secção: $I=dQ/dt$. A unidade SI de intensidade de corrente é o **ampere**, A: **1 A** é a intensidade de corrente eléctrica quando o número de portadores de carga correspondentes à carga de 1 C, atravessa, por segundo, uma dada secção de um condutor.

A **Corrente directa** (dc, “direct current”) corresponde a um fluxo de carga eléctrica que têm sempre o mesmo sentido; o termo alternativo **corrente contínua** (cc), pode dar origem a alguma confusão, já que as grandezas que caracterizam a **ca** são, em geral, do ponto de vista físico, grandezas contínuas no sentido matemático. Contudo, quando aplicada em Introdução à Electrónica, a designação contínua significa constante. A **Corrente alternada** (ac, “alternating current”) é a corrente cujo sentido varia no tempo.

Resistência Eléctrica e “Lei” de Ohm

A intensidade de corrente num condutor depende do campo eléctrico, E , das propriedades do material de que é feito e da sua forma. Em geral esta dependência no campo eléctrico e nas propriedades do material é caracterizada por uma grandeza tensorial (o tensor condutividade eléctrica). Contudo, para alguns materiais, especialmente para os metais, a uma dada temperatura, a corrente é praticamente directamente proporcional à magnitude do campo eléctrico. Esta regra é conhecida como “lei” de Ohm (descoberta em 1826 por George Ohm). O termo lei está entre aspas, porque na verdade, e como acontece com a equação dos gases ideais e a lei de Hooke, esta regra corresponde a um modelo idealizado que apenas descreve o comportamento de alguns materiais. Num elemento puramente resistivo a tensão, V , e a corrente, I , a uma dada temperatura T , **segundo a lei de Ohm**, são proporcionais: $V=RI$. A constante de proporcionalidade R é a resistência do elemento: a **resistência eléctrica** corresponde à oposição ao fluxo de cargas eléctricas. A unidade SI de resistência eléctrica é o **ohm**, símbolo Ω . (O inverso da resistência é a **condutância** – a unidade SI de condutância é o **siemens**, símbolo S): **1 Ω** é a resistência eléctrica de um condutor quando uma tensão de 1 V aplicada às extremidades do condutor, origina uma corrente eléctrica de intensidade 1 A.

Em termos microscópicos a lei de Ohm toma a forma $J=\sigma E$, onde J representa a densidade de corrente (corrente por unidade de área), E a magnitude do campo eléctrico, e σ a condutividade do material. A **condutividade eléctrica** de um material, σ , caracteriza a facilidade com que se estabelece o fluxo de carga eléctrica. A **resistividade eléctrica**, ρ , corresponde ao inverso da condutividade. Quanto maior a resistividade de um material maior será a magnitude do campo eléctrico necessário para causar uma dada densidade de corrente. Em geral, **a resistividade varia com a temperatura**: $\rho_T \cong \rho_{T_0}[1+\alpha(T-T_0)]$, onde α é o coeficiente de variação da resistividade com a temperatura. A resistividade dos **metais aumenta** e a dos **semicondutores diminui** com a temperatura. A resistência de um fio condutor, R , depende da resistividade do material, ρ , do comprimento, l , da área da secção recta do fio, A , e da temperatura, T . Assumindo T constante, R é dada por: **$R=\rho l/A$** .

Resistências variáveis: potenciómetro (componente com 3 terminais, usado para dividir tensão); reóstato (componente com 2 terminais, usado para limitar a intensidade de corrente); termistor (o valor da resistência depende da temperatura); célula fotocondutora (o valor da resistência depende da intensidade luminosa incidente).

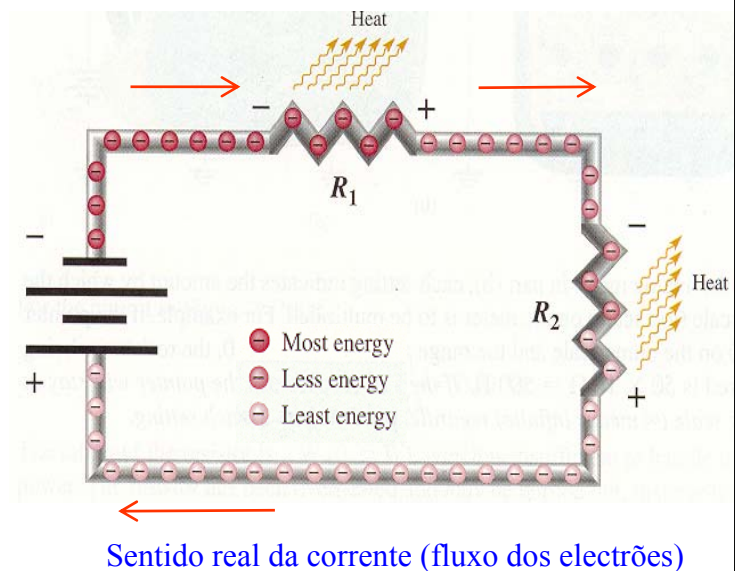
Fontes de corrente e fontes de tensão

Em electrónica designa-se por **fonte** um **circuito de dois terminais** susceptível de fornecer energia eléctrica ao(s) circuito(s) que a ele se liga(m) (muitas vezes referidos como **carga(s)**, do inglês “load(s)”).

Uma **fonte de tensão ideal** mantém aos seus terminais uma dada tensão, independentemente da corrente que a atravessa. Uma **fonte de corrente ideal** fornece uma dada intensidade de corrente, independentemente da tensão aos seus terminais. Ambas podem ser fontes **independentes** ou **dependentes**. As primeiras têm características independentes dos valores de tensão e de corrente em quaisquer pontos do circuito a que estejam ligadas; nas segundas as características são controladas pelo valor da corrente ou da tensão algures no circuito de que fazem parte. As fontes de tensão dc usadas no laboratório convertem a tensão **alternada** da rede de distribuição em tensão **contínua**.

Queda de Tensão

Como é conhecido, a energia representa a capacidade de realizar trabalho. Como acontece com as partículas materiais na presença de um campo gravítico, os portadores de carga na presença de um campo eléctrico têm tendência a deslocarem-se para as regiões de menor energia potencial eléctrica. Quando se movem no interior de meios condutores (bons condutores, resistências, etc.) perdem energia à medida que avançam, em consequência de colisões com os cernes ou os núcleos dos átomos. No diagrama é os electrões à esquerda de R_1 têm mais energia, em módulo, do que os electrões à direita. Tendo em conta que a tensão é a energia potencial eléctrica a dividir pela carga (que neste caso é constante), conclui-se que o potencial à direita de R_1 é superior ao potencial à esquerda de R_1 : há, portanto, uma diminuição de potencial ou uma **queda de tensão** através de R_1 . O mesmo é válido para R_2 .



(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Potência eléctrica

A potência instantânea define-se como: $P=dE/dt$, e a unidade SI é o watt (W).

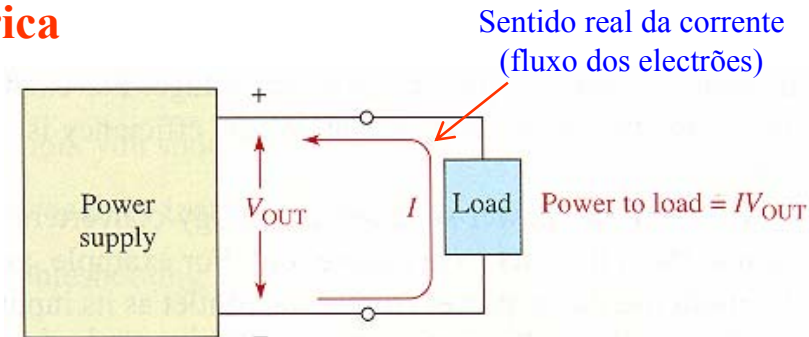
A potência fornecida ou dissipada num elemento de um circuito eléctrico é dada por:

$$P=V \cdot I$$

No caso de uma resistência ($V=R \cdot I$): $P_d=R \cdot I^2$, onde P_d representa a potência dissipada na resistência R .

A expressão $P_d=R \cdot I^2$ só é válida para a parte resistiva dos componentes. Os condensadores e as bobines ideais não dissipam energia. Contudo, como se verá mais tarde, as implementações físicas destes componentes apresentam sempre uma parte resistiva, assim como uma resistência pode apresentar também características indutivas ou capacitivas.

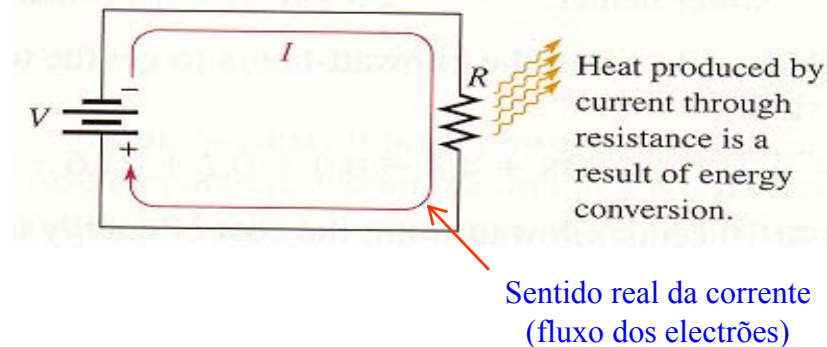
Há um limite para a quantidade de calor que uma resistência/conductor pode dissipar. Em electrónica de pequenos sinais são comuns resistências capazes de dissipar de 1/8 W até 1 W. Em aplicações de electrónica de potência há resistência de potência com capacidades de dissipação bem mais elevadas.



Efeito de Joule

Os portadores de carga livres no seu movimento sofrem colisões com os átomos da rede cristalina dos materiais, dissipando energia na forma de energia térmica, de que resulta o aumento de temperatura dos componentes e condutores. O aumento de temperatura traduz-se num fluxo de energia térmica do componente/conductor para a sua vizinhança: **efeito de Joule**.

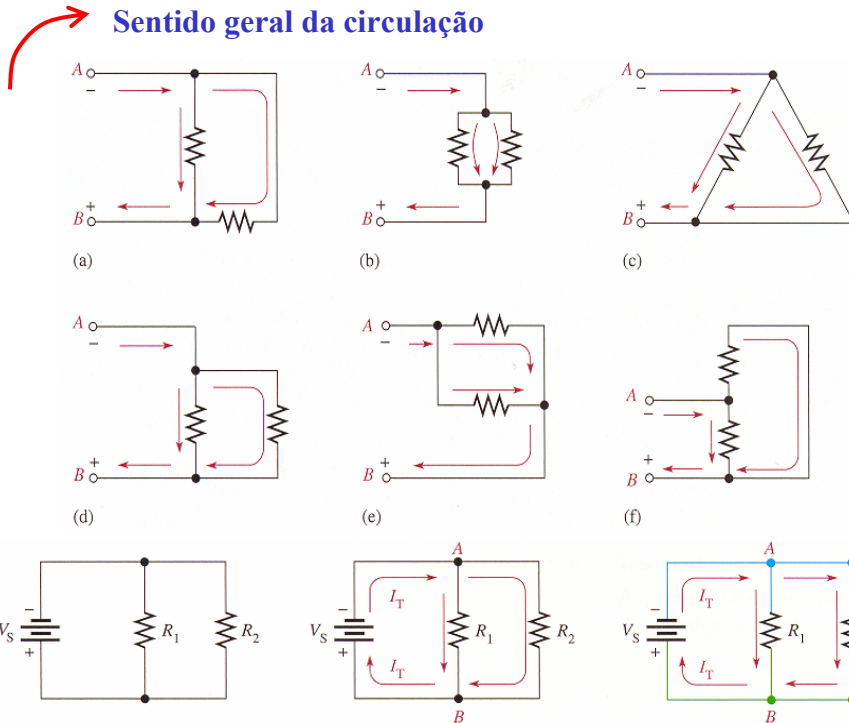
É possível, também, que parte da energia eléctrica seja convertida noutras formas de energia, por exemplo energia luminosa.



Circuitos e Redes Eléctricas

O estudo de uma rede eléctrica ou circuito eléctrico inicia-se com a arbitragem de um sentido geral para a circulação, marcando em seguida o sentido da intensidade de corrente nos diferentes ramos (arbitrariamente): quando os valores numéricos obtidos para as intensidades de corrente são negativos, correntes correspondentes têm o sentido contrário ao arbitrado.

Sentido geral da circulação



Sentido geral da circulação adoptado:

Um circuito eléctrico é um conjunto de condutores, resistências, condensadores, bobines, geradores, receptores, etc., onde há pelo menos um percurso fechado para fluxo de carga.

Uma rede eléctrica é um conjunto de condutores (incluindo resistências, geradores, receptores, etc.) onde há mais de um percurso para a intensidade de corrente, estando os condutores ligados arbitrariamente.

Ramos: pontos da rede onde passa corrente eléctrica.

Os **nodos** correspondem a pontos onde a corrente se bifurca.

Qualquer conjunto de ramos que constitua um percurso fechado chama-se malha.

Importante

Nestas notas é, muitas vezes, indicado o sentido real da corrente. Contudo, o sentido usado aquando da resolução de problemas será o sentido convencional (contrário ao fluxo de electrões).

Nodo ●

Ponto de um circuito onde concorrem três ou mais condutores

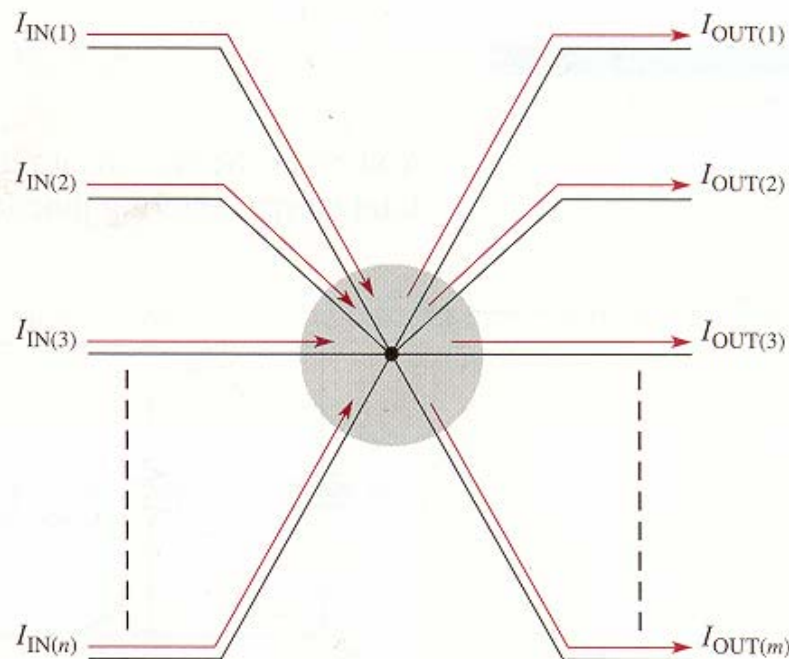
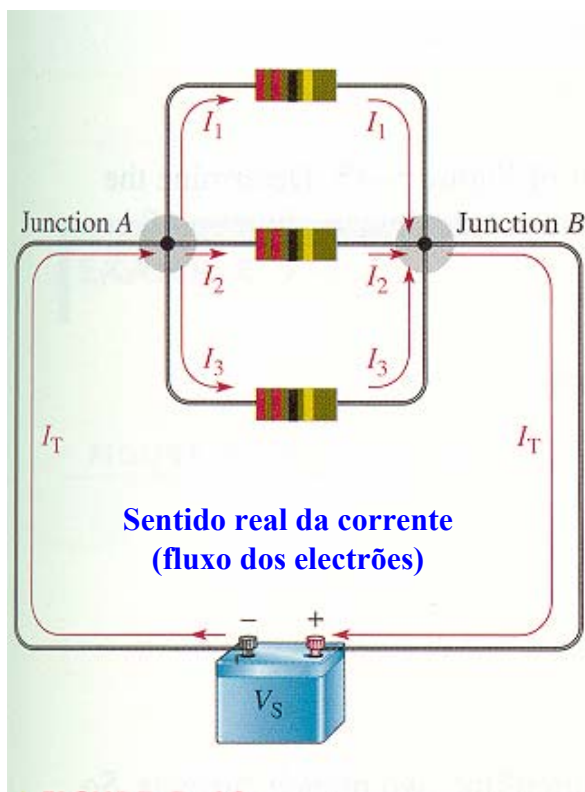
Malha □

Percurso (fechado) para a corrente

Lei de Kirchhoff dos Nodos

(consequência do princípio de conservação da carga eléctrica)

É nula a soma algébrica das intensidades de corrente que concorrem num nodo. Por convenção, são consideradas positivas as intensidades de corrente que convergem no nodo e negativas as intensidades de corrente que divergem do nodo.



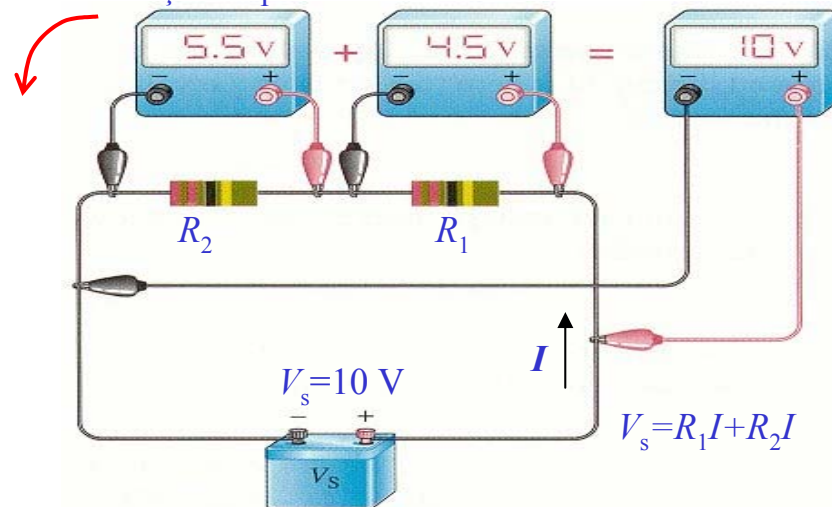
$$I_{IN(1)} + I_{IN(2)} + I_{IN(3)} + \dots + I_{IN(n)} = I_{OUT(1)} + I_{OUT(2)} + I_{OUT(3)} + \dots + I_{OUT(m)}$$

Lei de Kirchhoff das Malhas

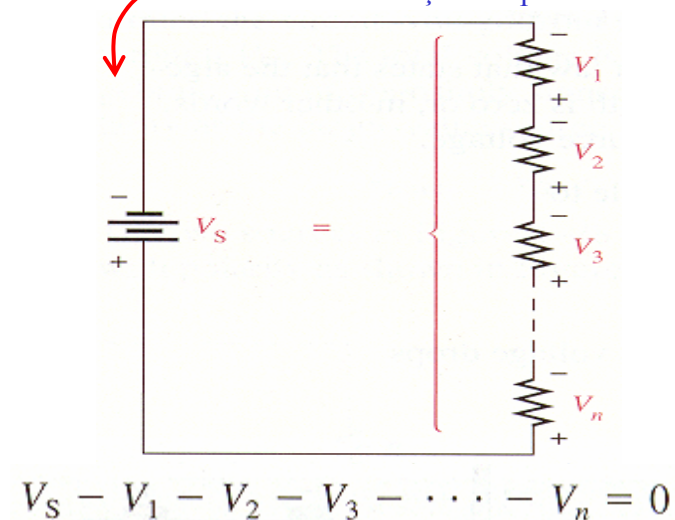
(consequência do princípio de conservação da energia)

O estudo de uma rede eléctrica ou circuito eléctrico inicia-se sempre com a arbitragem do sentido geral para a circulação, marcando em seguida o sentido da intensidade de corrente nos diferentes ramos (arbitrariamente): quando os valores numéricos obtidos para as intensidades de corrente são negativos, os respectivos sentidos são contrários aos arbitrados.

Sentido da circulação adoptado



Sentido da circulação adoptado

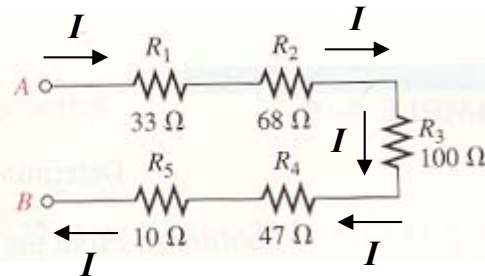
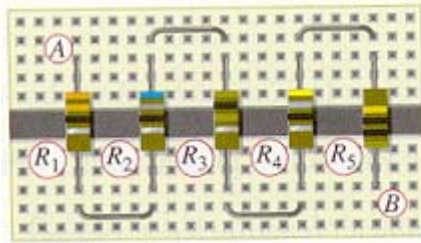


A soma algébrica das quedas de tensão ao longo de uma malha fechada é zero, i.e., numa malha qualquer, a soma algébrica das f.e.ms. é igual à soma algébrica das quedas de tensão nos vários ramos que constituem a malha. Para aplicar esta lei começa-se por arbitrar o seguinte: i) às correntes que, na malha, têm o mesmo *sentido da circulação* atribui-se o sinal +, e o sinal – às que têm o sentido oposto; ii) as f.e.ms. que tendem a debitar corrente que, na malha, têm o *sentido da circulação* vêm afectadas do sinal +, e do sinal – no caso contrário.

Exercícios do livro *Física* (exercícios resolvidos e propostos, 9ª edição, F. J. Bueche e E. Hetcht, McGrawHill, 2001: capítulos 25 a 29), ou outro equivalente (pesquisar nas secções de Física e Electrónica da Biblioteca).

Associação de Resistências em Série

(Rever Lei de Ohm)



Num circuito série a mesma corrente I percorre todos os elementos do circuito.

Como $V_{AB} = V_{R_1} + \dots + V_{R_5}$, usando a Lei de Ohm obtém-se:

$$V_{AB} = R_{eq}I = R_1I + R_2I + R_3I + R_4I + R_5I.$$

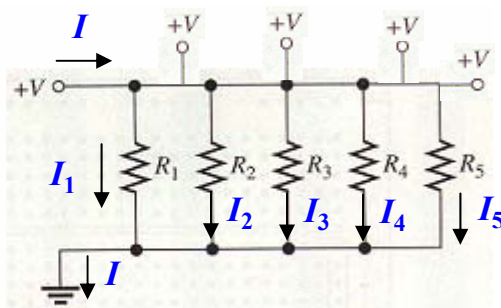
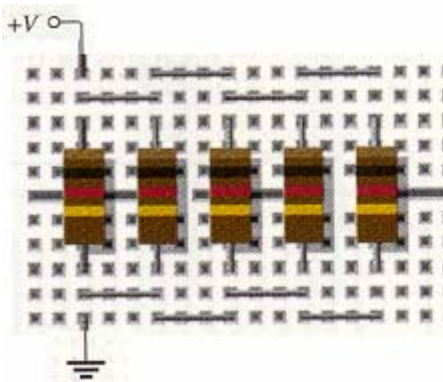
A resistência equivalente de uma associação de resistências em série corresponde à soma das resistências: $R_{eq} = R_1 + R_2 + \dots + R_n$.

Notação para resistências em série: +. Exemplo: R_1 em série com R_2 : $R_1 + R_2$.

V_{AB} : diferença de potencial ou queda de tensão entre os terminais A e B;

V_{R_i} : queda de tensão em R_i .

Associação de Resistências em Paralelo



Num circuito paralelo a tensão V num dado ramo do circuito é igual à tensão em qualquer outro ramo do circuito paralelo.

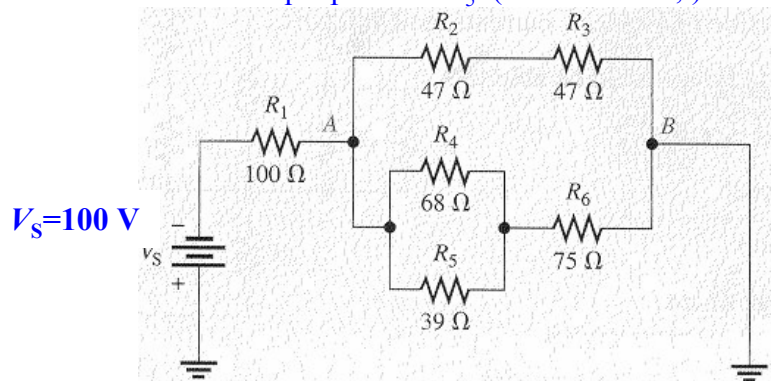
Como $I = I_1 + \dots + I_5$, aplicando da Lei de Ohm a cada ramo obtém-se:

$$I = V/R_{eq} = V/R_1 + V/R_2 + V/R_3 + V/R_4 + V/R_5.$$

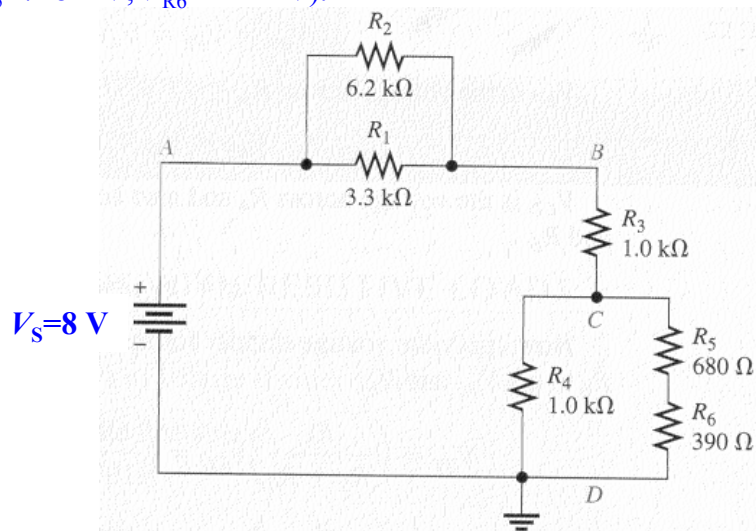
A resistência equivalente de uma associação de resistências em paralelo é dada por: $R_{eq} = (1/R_1 + 1/R_2 + \dots + 1/R_n)^{-1}$. Caso particular de duas resistências em paralelo: $R_{eq} = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$. Notação para resistências em paralelo: //; exemplo $R_1 // R_2$.

Exercícios

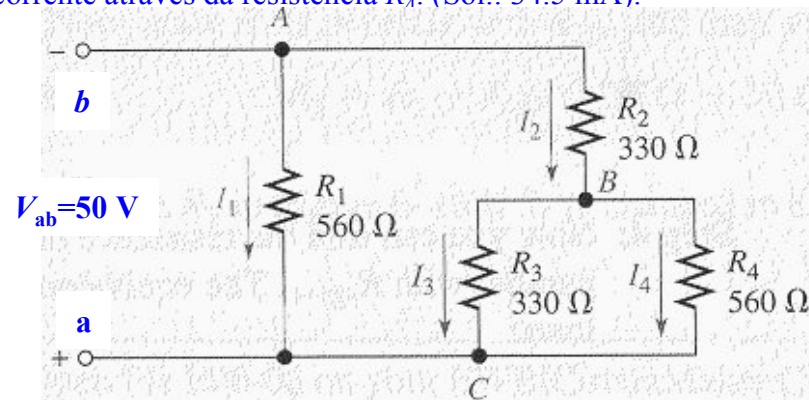
Exemplo 1: calcule a resistência equivalente do circuito e determine a corrente que percorre R_5 . (Sol.: 148.4Ω ;).



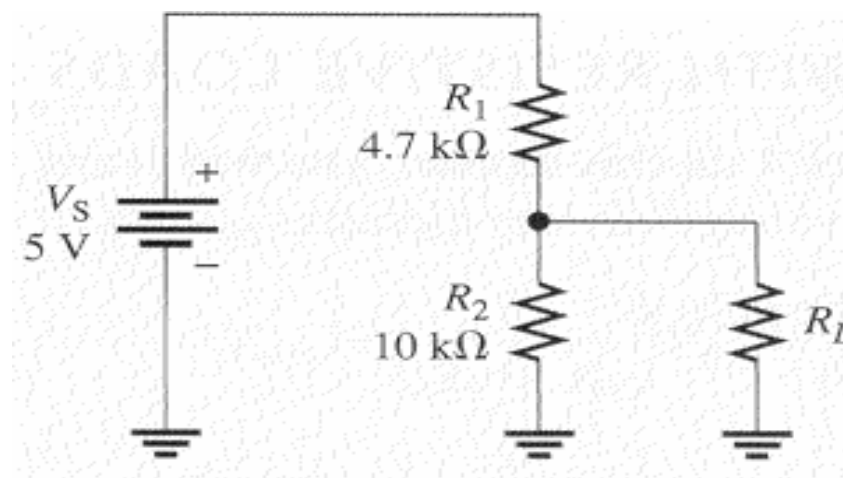
Exemplo 3: calcule a tensão aos terminais de cada resistência (Sol.: $V_{AB}=4.69 \text{ V}$; $V_{BC}=2.18 \text{ V}$; $V_{CD}=1.13 \text{ V}$; $V_{R5}=718 \text{ mV}$; $V_{R6}=412 \text{ mV}$).



Exemplo 2: sabendo que a tensão $V_{ab}=V_a-V_b=50 \text{ V}$, determine a corrente através da resistência R_1 . (Sol.: 34.5 mA).



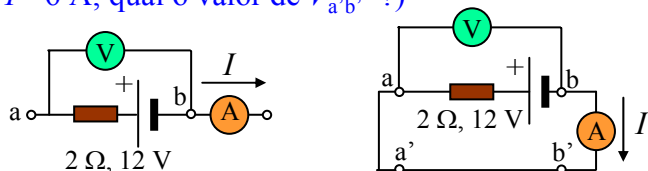
Exemplo 4: Determine a tensão aos terminais de R_2 na ausência de carga. Se $R_L=10 \text{ k}\Omega$, qual é a tensão aos terminais de R_2 . E para $R_L=100 \text{ k}\Omega$. (Sol.: 3.4 V ; 2.58 V ; 3.30 V).



Exercícios de Revisão

(adaptados de um livro do 11º ano de Física)

Exemplo 1: Nas figuras abaixo mostra-se uma bateria com f.e.m. de 12 V e resistência interna de 2 Ω. No primeiro caso a bateria não está ligada a qualquer circuito (**circuito aberto**). No segundo caso está ligada a um condutor com resistência de 0 Ω (**curto circuito**). Determine, em ambos os casos, os valores indicados pelos voltímetro e amperímetro ideais. (Sol: $V_{ab}=12$ V, $I=0$ A; $V_{ab}=0$ V, $I=-6$ A; qual o valor de $V_{a'b'}$ =?)



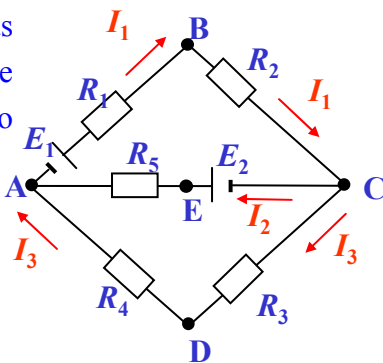
Cuidado!! Nunca deve curto-circuitar os terminais de uma fonte. Ela pode explodir O valor da resistência interna da bateria de um carro é da ordem de alguns mΩ, o que faz com que a corrente possa atingir valores muito elevados.

Exemplo 3: Quantas malhas e quantos nodos há no circuito ao lado? Determine as equações das malhas ABCEA, AECD e ABCDA. (Sol.: Se o sentido de circulação adoptado for o sentido horário, obtém-se

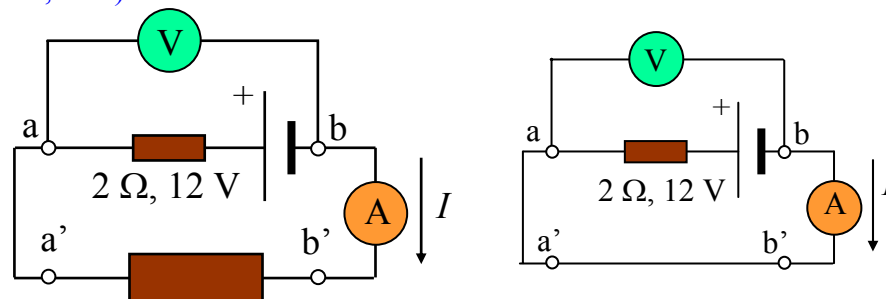
$$E_1 + E_2 = (R_1 + R_2)I_1 + R_5 I_2,$$

$$-E_2 = (R_3 + R_4)I_3 - R_5 I_2$$

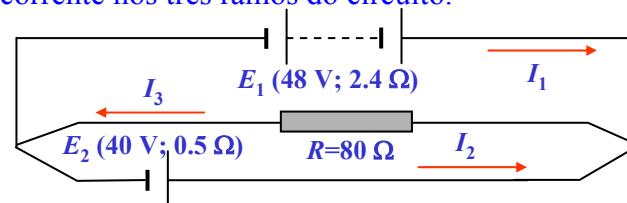
e $E_1 = (R_1 + R_2)I_1 + (R_3 + R_4)I_3,$ respectivamente.



Exemplo 2: Na figura abaixo mostra-se uma bateria com f.e.m. de 12 V e resistência interna de 2 Ω, ligada aos terminais de uma resistência de 4 Ω. Determine os valores indicados pelos voltímetro e amperímetro ideais. Calcule as potências: da fonte e dissipada na bateria e na carga de 4 Ω. Repita o calculo das potências para o segundo circuito. (Sol: $V_{ab}=8$ V, $I=-2$ A; qual o valor de $V_{a'b'}$ =?; 24 W, 8 W, 16 W; 72 W, 72 W, 0 W)



Exemplo 4: Um conjunto de geradores associados em série tem f.e.m. igual a 48 V e resistência interna 2,4 Ω. Determine os valores das intensidades de corrente nos três ramos do circuito.

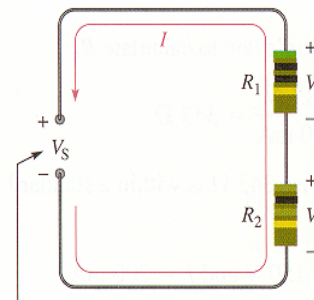
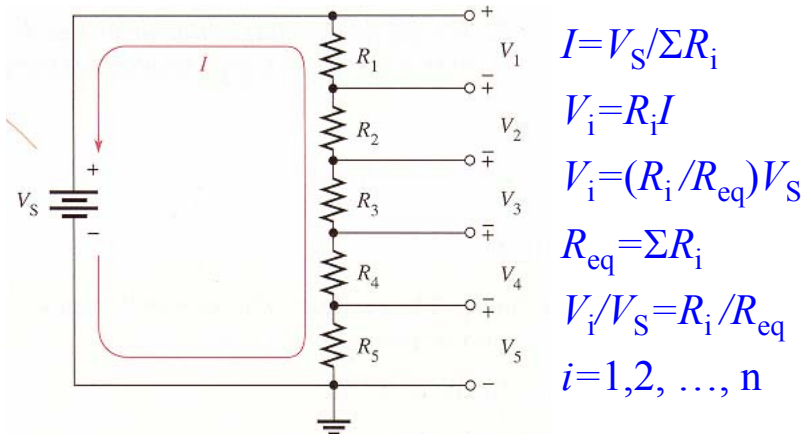


(Sol.: sentido de circulação sentido horário; $I_1=2.8$ A, $I_2=-2.3$ A, e $I_3=0.5$ A. O sentido de I_2 é, pois, contrário ao assinalado na figura, o que aliás, neste caso simples, era de prever. Porquê?)

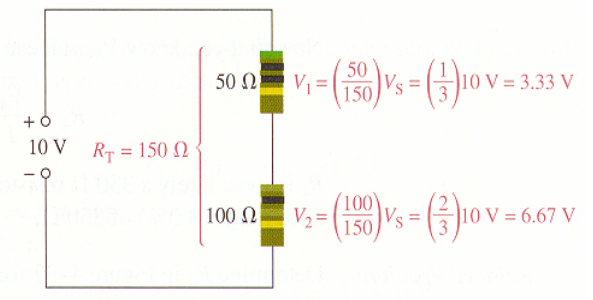
http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html

Queda de Tensão numa Associação de Resistências em Série: Divisor de Tensão

Num circuito série simples a razão entre as diferentes quedas de tensão nas resistências individuais e a queda de tensão na série é constante, isto é, a tensão aplicada à série é dividida nas diferentes resistências em porções fraccionadas de razão constante.



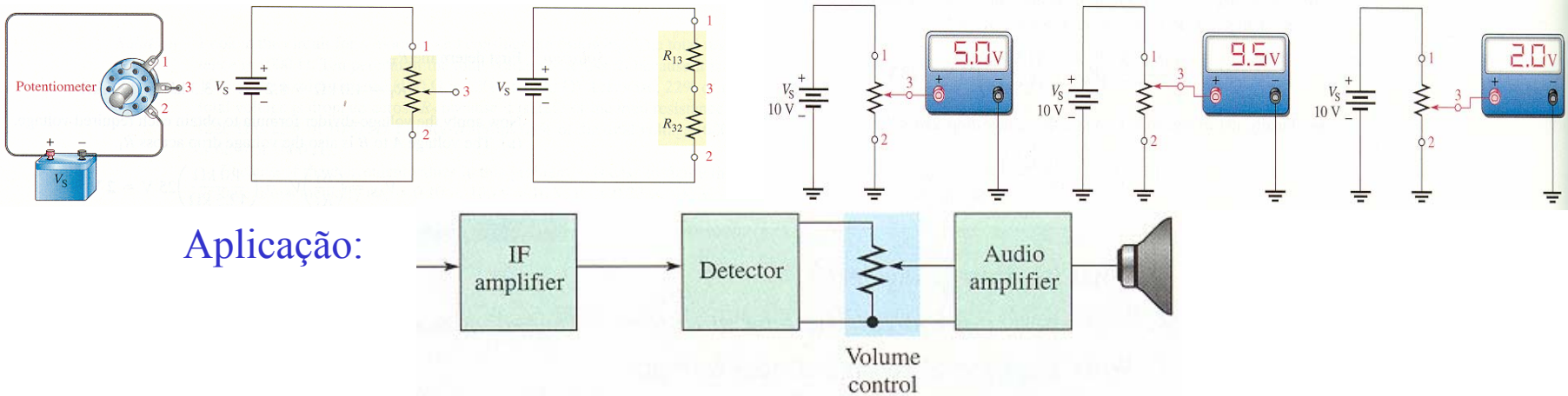
The source voltage is applied between these two terminals. This notation is equivalent to a battery symbol.



(b) **Sentido real da corrente (fluxo dos electrões)**

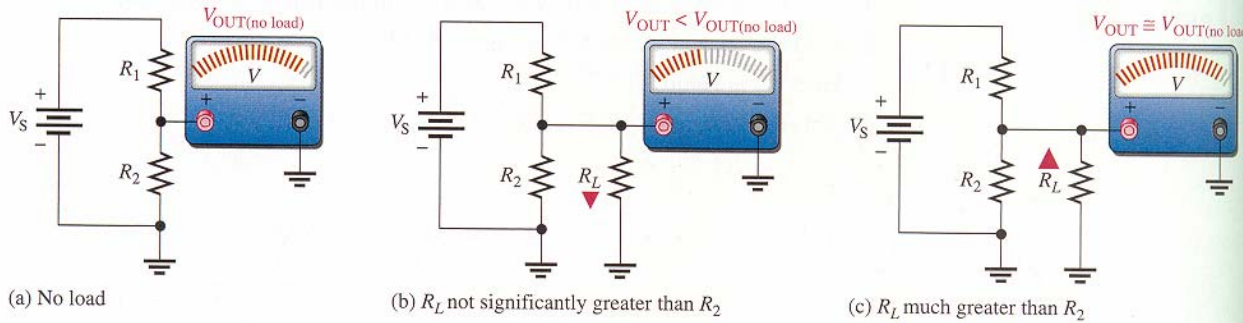
Num divisor de tensão a razão entre a resistência individual e a resistência total é igual à razão entre a queda de tensão nessa resistência e a queda de tensão em toda a série. Esta regra permite determinar a queda de tensão numa dada resistência de uma série, conhecida a tensão aplicada à série, sem determinar a corrente.

Potenciómetro como divisor de tensão

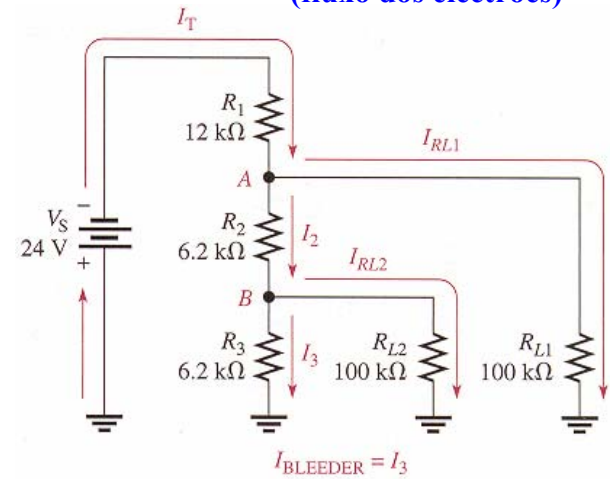


(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

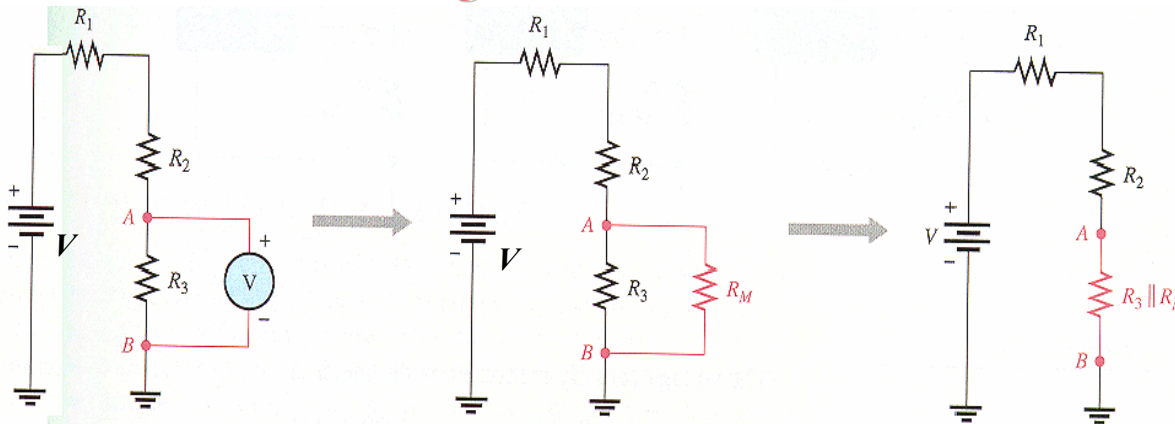
Divisores de Tensão com Carga



Sentido real da corrente (fluxo dos electrões)

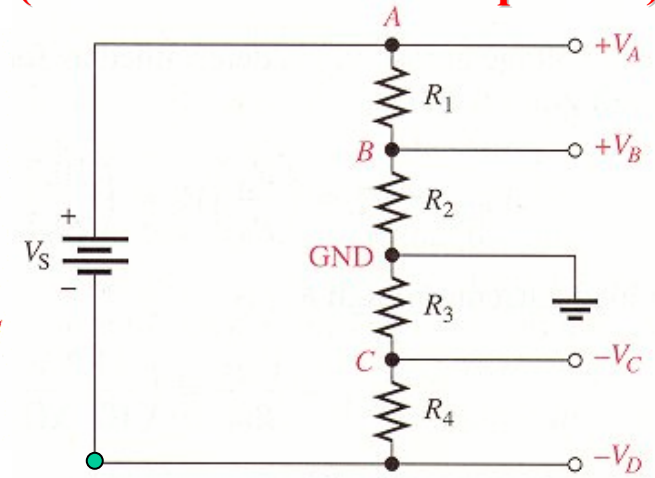


Efeito de carga do volímetro



R_M : Resistência do volímetro

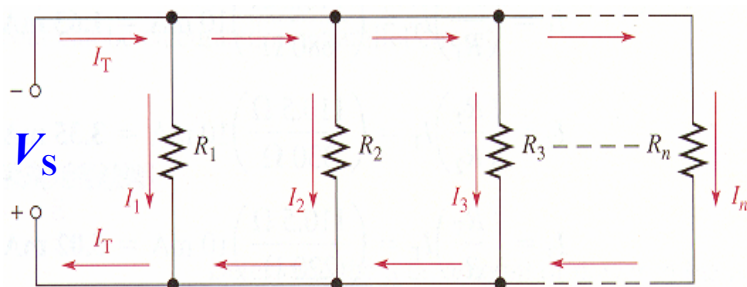
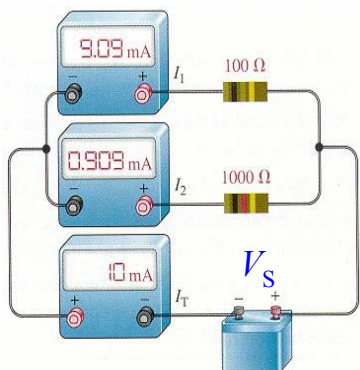
Fontes de tensão bipolares (Divisores de Tensão Bipolares)



E O que aconteceria **D**
se também se "ligasse" a terra no ponto **E**?

Corrente numa Associação de Resistências em Paralelo: Divisor de Corrente

Num circuito paralelo simples a razão entre a intensidade de corrente nas resistências individuais e a intensidade de corrente total no paralelo é constante, isto é, a corrente total no paralelo é dividida entre as diferentes resistências em porções fraccionadas de razão constante.



$$I_T = V_S / (R_1 // R_2 // R_3 // \dots // R_{n-1} // R_n //)$$

$$I_T = V_S / R_{eq}, \quad (R_{eq})^{-1} = \sum (R_i)^{-1}, \quad i=1, 2, \dots, n$$

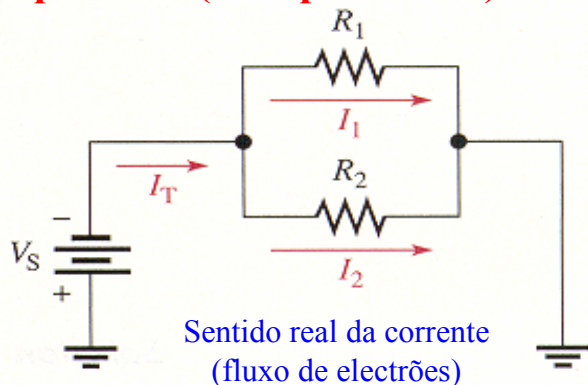
$$I_i = (R_{eq} / R_i) I_T,$$

$$I_i / I_T = R_{eq} / R_i.$$

Sentido real da corrente (fluxo de electrões)

Num divisor de corrente a razão entre a resistência total (resistência equivalente do paralelo) e cada resistência individual é igual à razão entre a corrente que percorre essa resistência e a corrente total que percorre o paralelo. Esta regra permite determinar a corrente numa dada resistência do paralelo, conhecida a corrente total que percorre o paralelo, sem conhecer a tensão aplicada ao paralelo. Os circuitos paralelo dividem a corrente total entre os diferentes ramos em proporções dependentes apenas dos valores das resistências do paralelo.

Exemplo: $n=2$ (caso particular)

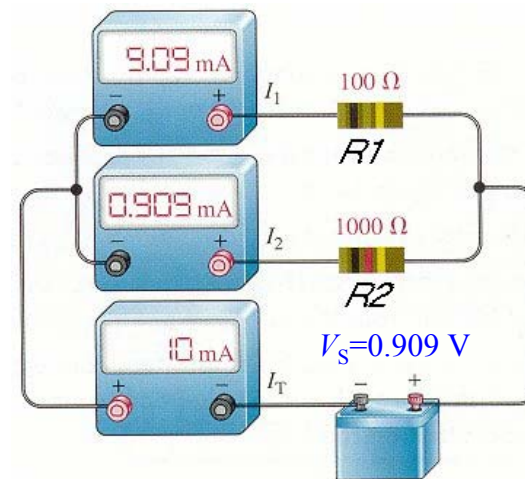


$$I_T = V_S / (R_1 // R_2)$$

$$I_1 = R_2 / (R_1 + R_2) I_T$$

$$I_2 = R_1 / (R_1 + R_2) I_T$$

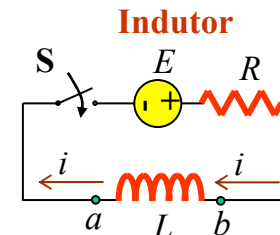
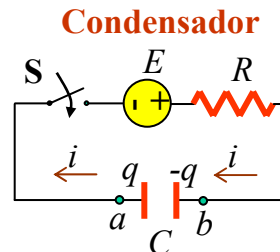
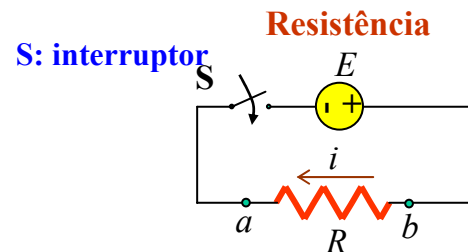
Sentido real da corrente (fluxo de electrões)



(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Resistências, condensadores e indutores

Consideremos um circuito contendo uma fonte de tensão cc, com uma f.e.m. E , e uma resistência/condensador/bobine (ver figuras).



A ddp aos terminais dos componentes é dada, respectivamente, por:

$$v_{ba}(t) = v_R(t) = R \cdot i(t) \qquad v_{ba}(t) = v_C(t) = \frac{q}{C} = \frac{1}{C} \int i(t) dt \qquad v_{ba}(t) = v_L(t) = L \frac{di(t)}{dt}$$

Um condensador em corrente contínua (cc) corresponde a um aberto, enquanto que um indutor comporta-se como um curto.

A energia acumulada/cedida por um condensador/bobine durante a carga/descarga é dada por: $W=1/2 C \cdot v_{ab}^2$ e $W=1/2 L \cdot i^2$.

Idealmente um condensador/bobine não dissipa energia. Uma resistência dissipa sempre energia, à taxa de $R \cdot i^2$.

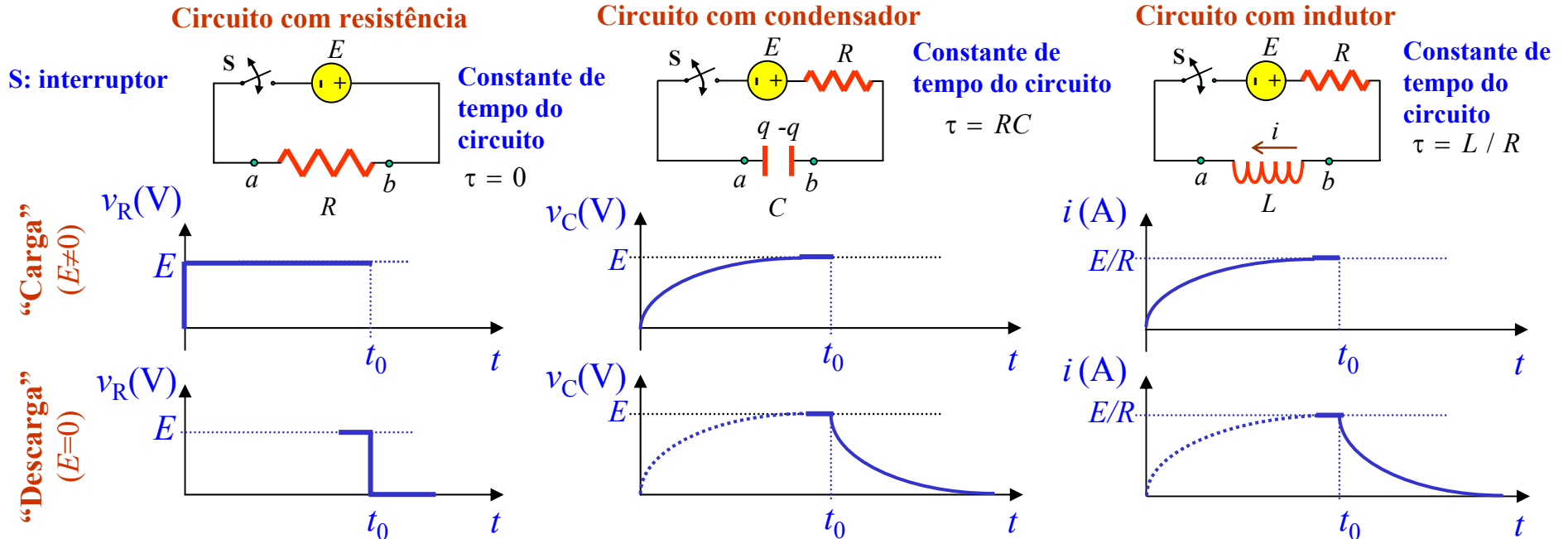
Associação de condensadores/bobines

Numa associação de j condensadores em série, C_j , todos os condensadores armazenam a mesma quantidade de carga, e a capacidade da série é dada por: $1/C_+ = \sum 1/C_j$.

Na associação em paralelo, cada condensador C_j armazena a carga Q_j , e a capacidade do paralelo é dada por: $C_{||} = \sum C_j$.

A associação série/paralelo de indutâncias, L_j , obedece às mesmas relações que a associação série/paralelo de resistências, i.e., $L_+ = \sum L_j$ e $1/L_{||} = \sum 1/L_j$, respectivamente.

Regimes Transitório e Estacionário em Circuitos Puramente Resistivos, Capacitivos e Indutivos



No caso de circuitos com condensadores e bobines, a tensão/corrente sofre uma variação de, aproximadamente, 63% ao fim de $t = \tau$ s (uma constante de tempo). Para $t > 5\tau$ s, praticamente não há variação. O intervalo $[0, t = 5\tau]$ designa-se **período transitório do circuito**.

Um condensador comporta-se como um curto para variações instantâneas de corrente e como um circuito aberto em cc. A tensão aos terminais de um condensador não pode variar instantaneamente: varia exponencialmente.

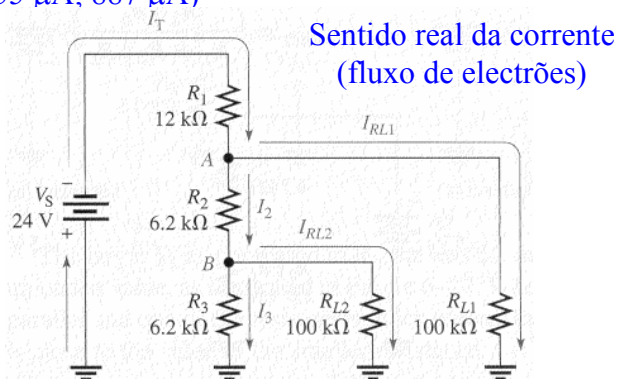
Uma bobine comporta-se como um aberto para variações instantâneas de corrente e como um curto-circuito em cc. A corrente num indutor não pode variar instantaneamente: varia exponencialmente.

“Carga” $v_R(t) = E$ e $i(t) = \frac{E}{R}$, $v_C(t) = E \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$ e $i(t) = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}$, $\tau = RC$ $v_L(t) = E e^{-\frac{t}{\tau}}$ e $i(t) = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$, $\tau = \frac{L}{R}$

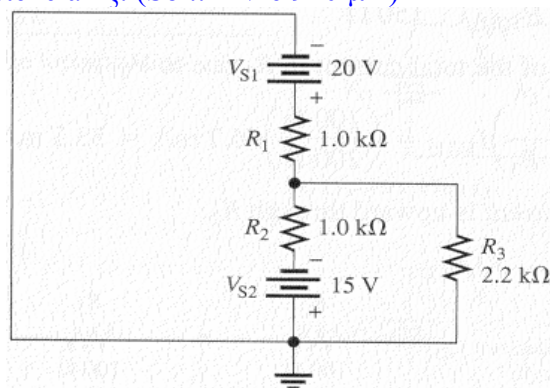
“Descarga”
($E = 0$) $v_R(t) = 0$ e $i(t) = 0$ $v_C(t) = V_C e^{-\frac{t}{\tau}}$ e $i(t) = \frac{V_C}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}$, $\tau = RC$ $v_L(t) = V_L e^{-\frac{t}{\tau}}$ e $i(t) = \frac{V_L}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}$, $\tau = \frac{L}{R}$

Exercícios

Exemplo 1: determine as correntes I_{RL1} , I_{RL2} e I_3 . (Sol.: 113 μ A; 55 μ A; 887 μ A)



Exemplo 3: determine a queda de tensão e a corrente na resistência R_3 . (Sol.: 2 V e 910 μ A)



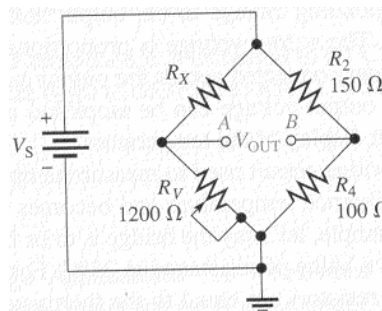
Exemplo 5: O condensador fica carregado ao fim de $5\tau_C$ segundos após se ter fechado o interruptor.

- Qual a constante de tempo de carga do condensador, τ_C ?
- Calcule a ddp aos terminais do condensador em $t=0^-$ s.

No instante $t=0$ s abre-se o interruptor.

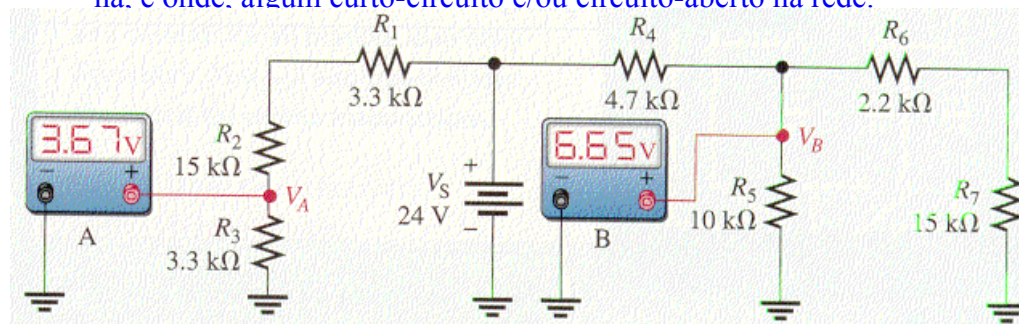
- Qual a constante de tempo de descarga do condensador, τ_D ?
- Determine as correntes i_1 e i_2 em $t=0^+$ s, $t=0,5\tau_D$ s e $t=\infty$ s.

Exemplo 2: calcule o valor de R_X quando a ponte está balanceada, i.e., quando $V_{AB}=0$ V. (Sol.: 1800 Ω)

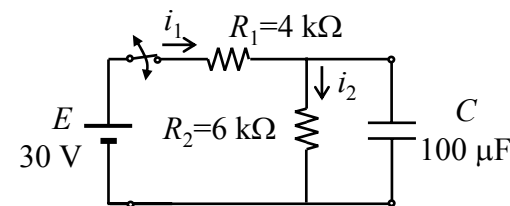


O circuito ao lado é conhecido como **ponte de Wheatstone**, e, como veremos mais tarde, é usado para medir resistências (de 1 Ω até 1 M Ω) com grande precisão.

Exemplo 4: Tendo em conta a tensão indicada nos voltímetros, diga se há, e onde, algum curto-circuito e/ou circuito-aberto na rede.



(Sol.: curto-circuito através de R_7)



Sol: $\tau_C=(R_1//R_2)C=0,24$ s; 18 V; $\tau_D=R_2C=0,6$ s; $i_1=0$ A, $i_2=3$ mA; $i_1=0$ A, $i_2=1,82$ mA; $i_1=0$ A, $i_2=0$ A.

Princípio da Sobreposição

Como já verificou, alguns circuitos possuem mais que uma fonte de tensão. Por exemplo, certo tipo de amplificadores requerem para operação **fontes de tensão com ambas as polaridades (fontes bipolares)**.

O teorema da sobreposição permite determinar correntes e tensões em circuitos lineares com várias fontes de tensão, considerando uma fonte de cada vez. As outras fontes são substituídas pelas respectivas resistências/impedâncias internas.

A corrente em qualquer ramo de um circuito linear com várias fontes pode ser obtida determinando a corrente em cada ramo produzida por cada fonte actuando isoladamente, com todas as outras fontes substituídas pelas suas resistências/impedâncias internas.

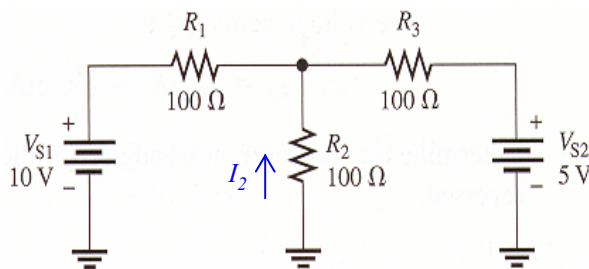
A corrente em cada ramo é a soma algébrica das correntes nesse ramo devidas às fontes individuais.

Metodologia:

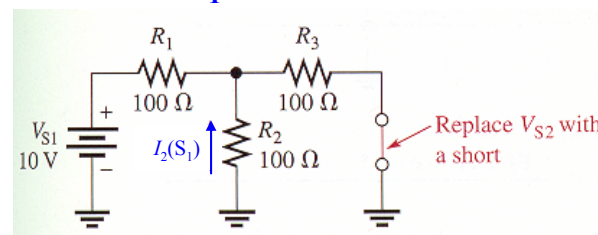
- considerar uma fonte de tensão/corrente de cada vez, substituindo as outras fontes de tensão por curto-circuitos e pelas respectivas resistências/impedâncias internas, e as outras fontes de corrente substituídas por circuitos-abertos em paralelo com as respectivas resistências/impedâncias internas;
- determinar cada corrente e tensão particular (para cada fonte considerada);
- considerar nova fonte e repetir os passos anteriores;
- adicionar ou subtrair as componentes das correntes em cada ramo devidas a cada fonte individual;
- uma vez conhecida a corrente obtém-se a tensão, usando a lei de Ohm.

Exemplo:

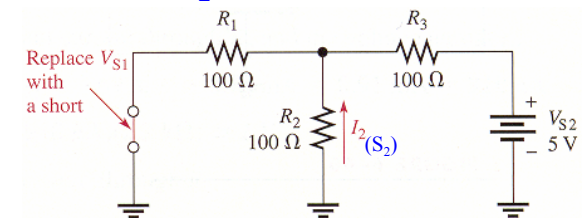
Circuito com duas fontes



Efeito de V_{s1}

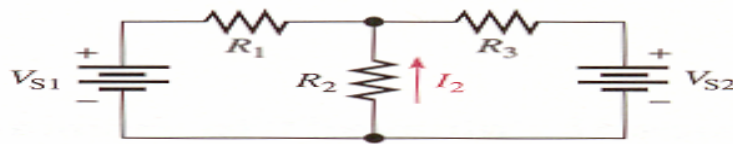


Efeito de V_{s2}

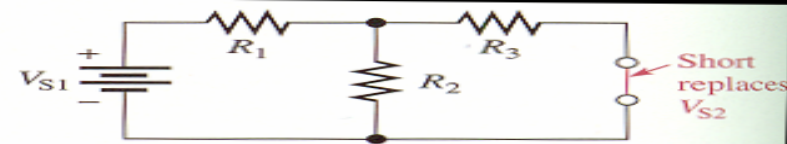


Por exemplo, a corrente no ramo com a R_2 é dada por $I_2 = I_2(S_1) + I_2(S_2)$

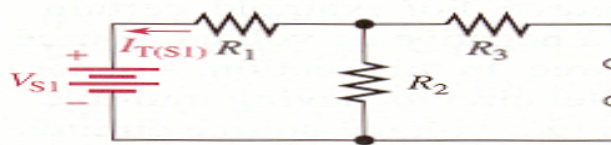
Exemplo de Aplicação do Princípio da Sobreposição



(a) Problem: Find I_2 .



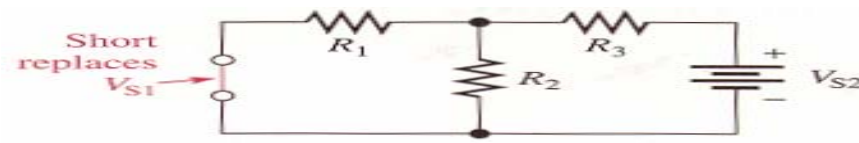
(b) Replace V_{S2} with zero resistance (short).



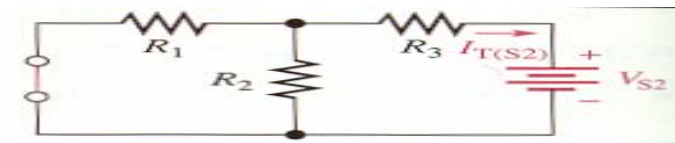
(c) Find R_T and I_T looking from V_{S1} :
 $R_{T(S1)} = R_1 + R_2 \parallel R_3$
 $I_{T(S1)} = V_{S1}/R_{T(S1)}$



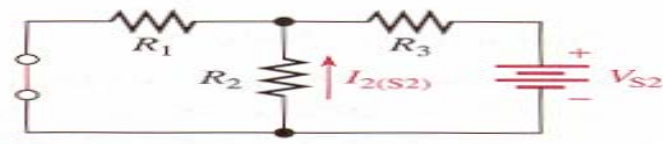
(d) Find I_2 due to V_{S1} :
 $I_{2(S1)} = \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) I_{T(S1)}$



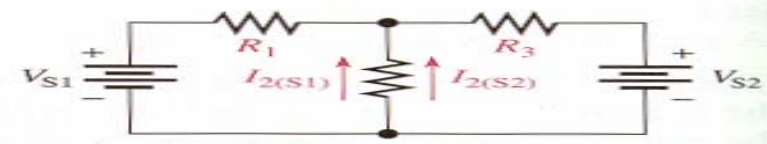
(e) Replace V_{S1} with zero resistance (short).



(f) Find R_T and I_T looking from V_{S2} :
 $R_{T(S2)} = R_3 + R_1 \parallel R_2$
 $I_{T(S2)} = V_{S2}/R_{T(S2)}$



(g) Find I_2 due to V_{S2} :
 $I_{2(S2)} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) I_{T(S2)}$



(h) Restore the original sources. Add $I_{2(S1)}$ and $I_{2(S2)}$ to get the actual I_2 (they are in same direction):
 $I_2 = I_{2(S1)} + I_{2(S2)}$

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Exercícios do livro *Electric Circuits*, J. W. Nilsson, S. A. Riedel, Prentice-Hall International, Inc., 2000 (Biblioteca 621.3 NIL*Ele): capítulos 1-4.

Teorema de Thévenin

A forma equivalente de Thévenin de qualquer circuito relativamente a dois pontos (terminais) do circuito consiste numa fonte de tensão (equivalente), V_{TH} , em série com uma resistência/impedância (equivalente), R_{TH}/Z_{TH} .

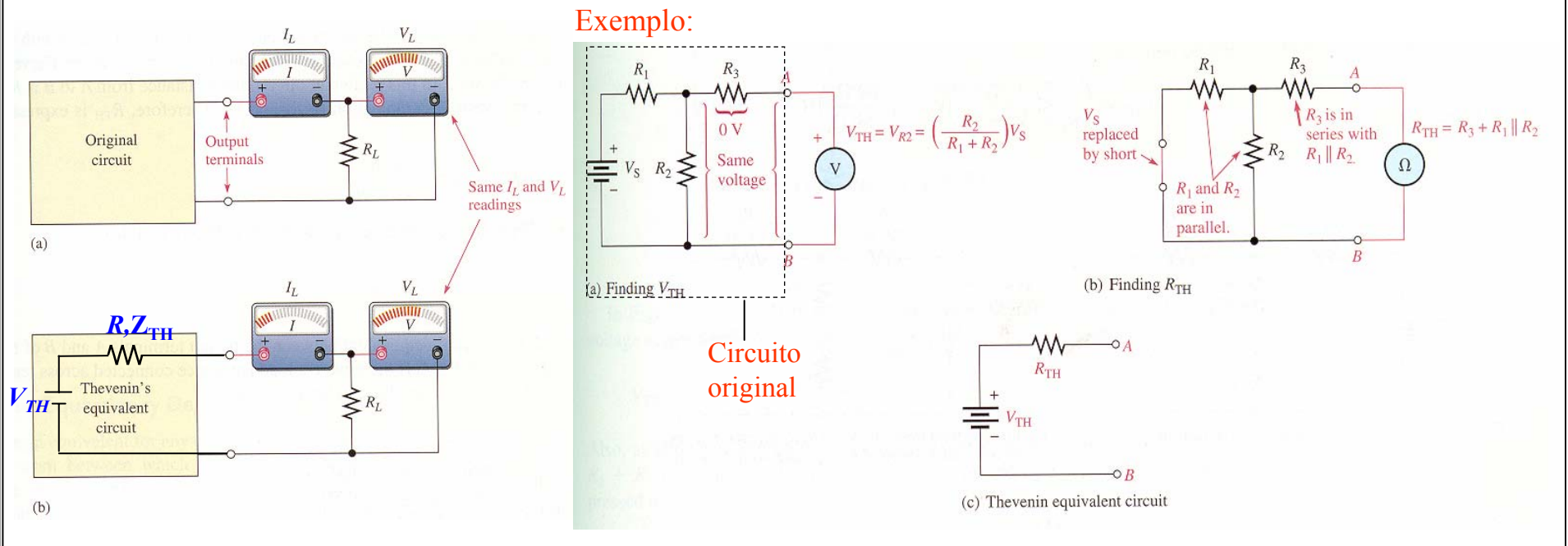
A tensão equivalente de Thévenin, V_{TH} , é a tensão em circuito aberto (sem carga) entre os dois pontos especificados (terminais) do circuito.

A resistência/impedância equivalente de Thévenin, R_{TH}/Z_{TH} , é a resistência/impedância “vista” dos dois terminais especificados, quando as fontes existentes no circuito são substituídas pelas respectivas resistências/impedâncias internas (zero no caso de fontes ideais de tensão, e infinito no caso de fontes ideais de corrente).

Esta equivalência só é válida relativamente aos pontos em causa.

O teorema de Thévenin permite transformar um circuito complexo num circuito bastante mais simples.

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)



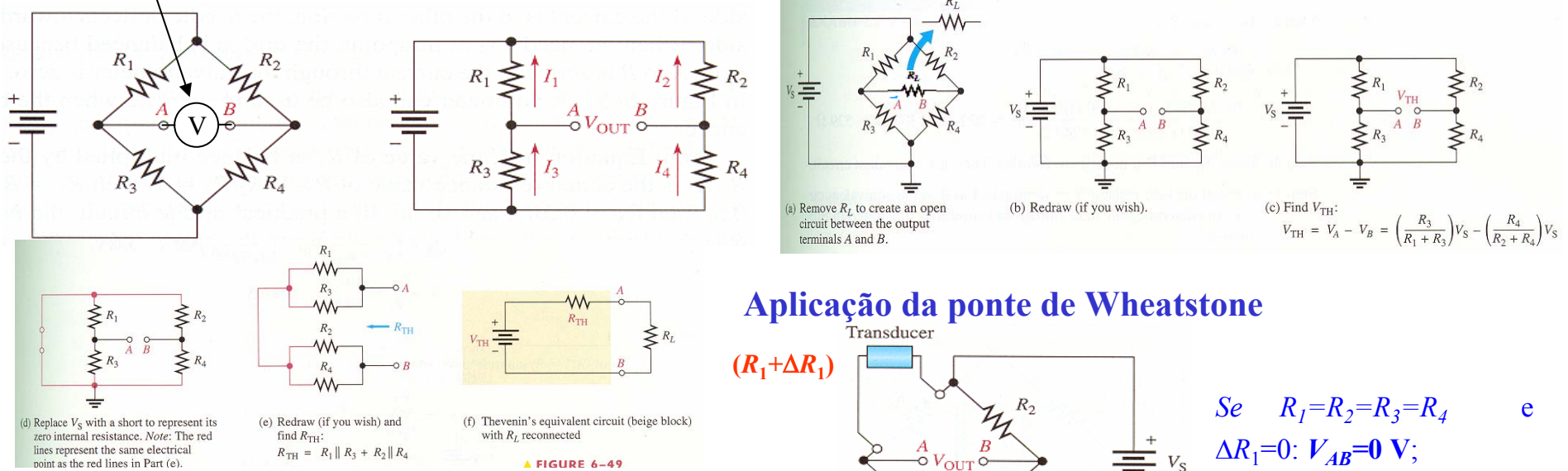
Teorema de Norton

A forma equivalente de Norton de qualquer circuito consiste numa **fonte de corrente** (equivalente), I_N , **em paralelo com uma resistência/impedância** (equivalente), R, Z_N . A corrente equivalente de Norton, I_N , é a **corrente em curto circuito** (sem carga) entre os dois pontos especificados (terminais) do circuito. A resistência/impedância equivalente de Norton, R, Z_N , é a resistência “vista” dos dois terminais especificados, e que se obtém, da mesma forma que para o circuito equivalente de Thévenin, quando as fontes no circuito são substituídas pelas respectivas resistências/impedâncias internas (zero no caso de fontes ideais de tensão, e infinito no caso de fontes ideais de corrente). **Novamente, esta equivalência só é válida relativamente aos pontos em causa.**

Aplicação do Teorema de Thévenin: Equivalente de Thévenin da ponte de Wheatstone.

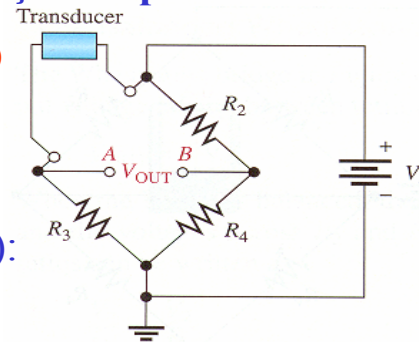
Exemplo de aplicação: Ponte de Wheatstone

Voltímetro/galvanómetro ou uma resistência R_L



Aplicação da ponte de Wheatstone

$(R_1 + \Delta R_1)$



Se $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ e $\Delta R_1 = 0$: $V_{AB} = 0$ V;

Se $R_1 = R_3 = R_2 = R_4 = R$ e $\Delta R_1 \neq 0$: $\Delta V_{AB} = \Delta R_1 (V_s / 4R)$

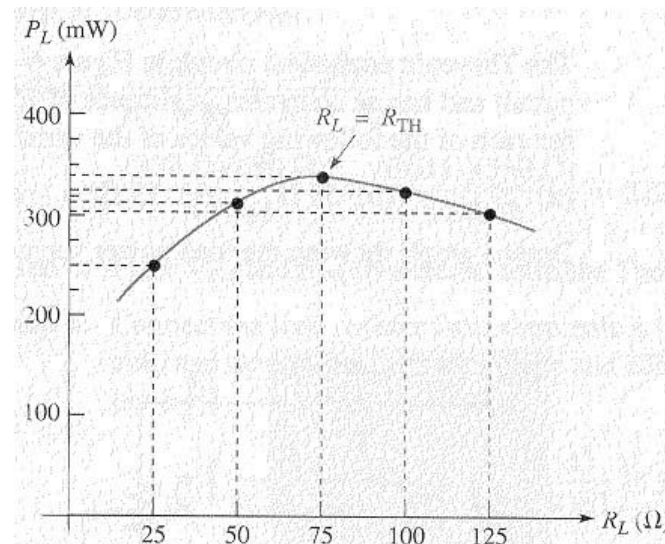
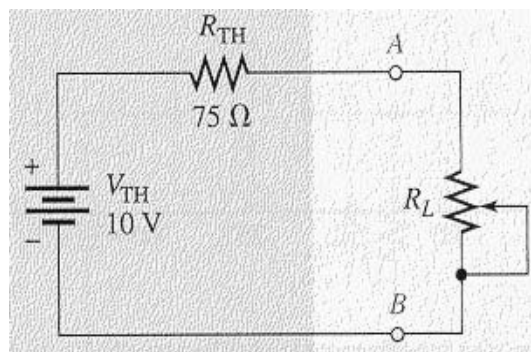
Condição de **balanceamento** da ponte (quando $V_{AB} = 0$ V):

$$R_1/R_3 = R_2/R_4 \text{ ou } R_1 R_4 = R_2 R_3$$

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Teorema da máxima transferência de Potência da Fonte para a Carga

Seja uma fonte (ou circuito equivalente) caracterizada por V_{TH} e R_{TH} , à qual se liga uma carga R_L . Seja a carga uma resistência variável R_L (por exemplo um reóstato), ver figura. Qual o valor de R_L que maximiza a potência transmitida pela fonte à carga?



$$P=V \cdot I$$

$$P_L = V_L \cdot I_L = [R_L / (R_{TH} + R_L)] V_{TH} \cdot I_L = [R_L / (R_{TH} + R_L)^2] (V_{TH})^2$$

Se $R_L=0$, temos $P=0$; se $R_L=\infty$, $P=0$.

O valor de P_L é máximo quando $dP_L/dR_L=0$, donde resulta $R_L=R_{TH}$.

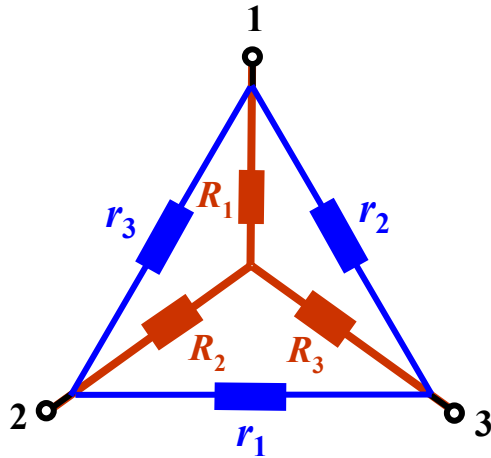
$$P_{L \max} = (V_{TH})^2 / 4R_{TH}$$

Ver mais tarde a adaptação de impedâncias em corrente alternada.

Exercício:

Determine a potência fornecida pela fonte ideal V_{TH} e a potência dissipada na resistência de carga quando esta toma os seguintes valores: 25 Ω, 70 Ω, 75 Ω, 80 Ω e 120 Ω.

Transformação de um circuito em triângulo num circuito em estrela



O valor das resistências equivalentes medidas entre os pontos 1 e 2, 2 e 3, e 1 e 3, deverão ser iguais nas duas ligações:

$$R_1 + R_2 = r_3 (r_1 + r_2) / (r_1 + r_2 + r_3) \quad *$$

$$R_2 + R_3 = r_1 (r_2 + r_3) / (r_1 + r_2 + r_3) \quad +$$

$$R_1 + R_3 = r_2 (r_1 + r_3) / (r_1 + r_2 + r_3) \quad \#$$

Para calcular R_1 , soma-se * e + e subtrai-se #, obtendo-se:

$$R_1 = r_2 r_3 / (r_1 + r_2 + r_3); \text{ de forma análoga se obtém}$$

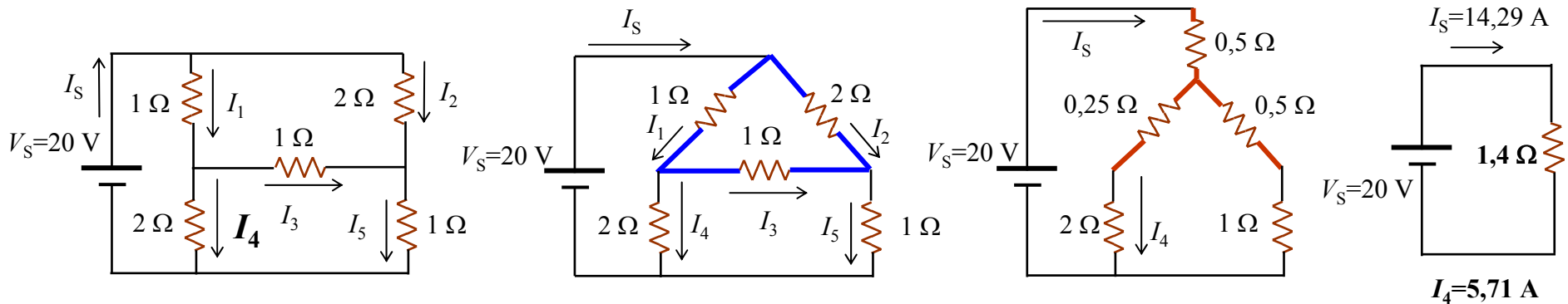
$$R_2 = r_1 r_3 / (r_1 + r_2 + r_3) \text{ e } R_3 = r_1 r_2 / (r_1 + r_2 + r_3).$$

Da mesma maneira pode resolver-se o problema inverso e calcular os valores de r_1 , r_2 , e r_3 em função das conhecidas R_1 , R_2 , e R_3 :

$$r_1 = (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3) / R_1; \quad r_2 = (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3) / R_2; \quad r_3 = (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3) / R_3.$$

Exercício de aplicação:

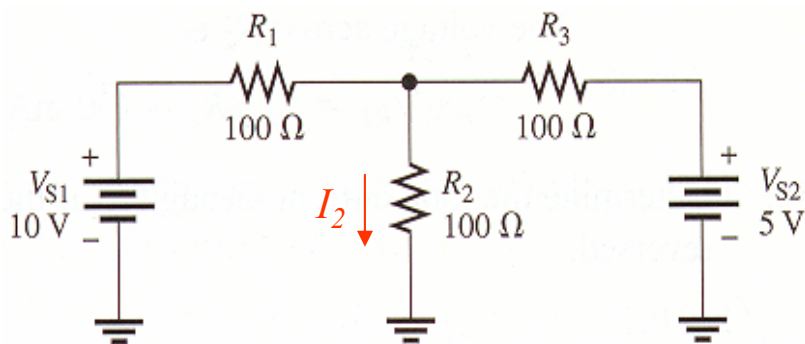
Calcule a resistência equivalente às 5 resistências do circuito (Ponte de Wheatstone - ver adiante) e a corrente I_4 .



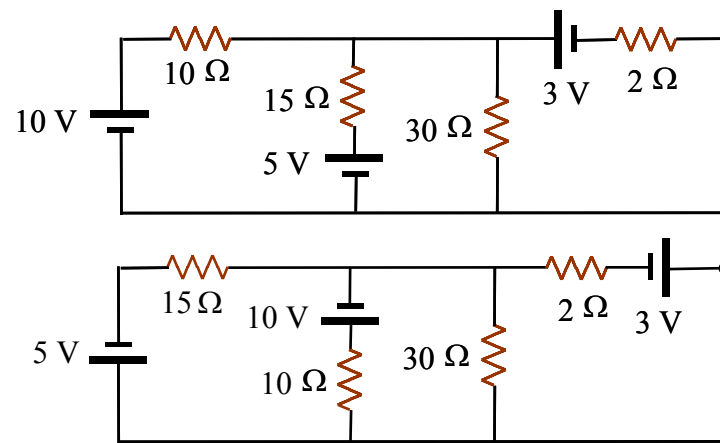
(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Exercícios

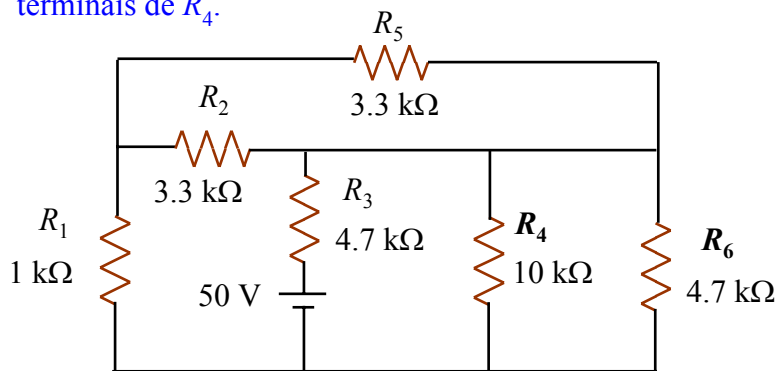
Exemplo 1: Usando o princípio de sobreposição, determine a intensidade de corrente que percorre R_3 . Usando o teorema de Thévenin determine a tensão aos terminais da resistência R_2 . (Sol.: ver págs. 42-43)



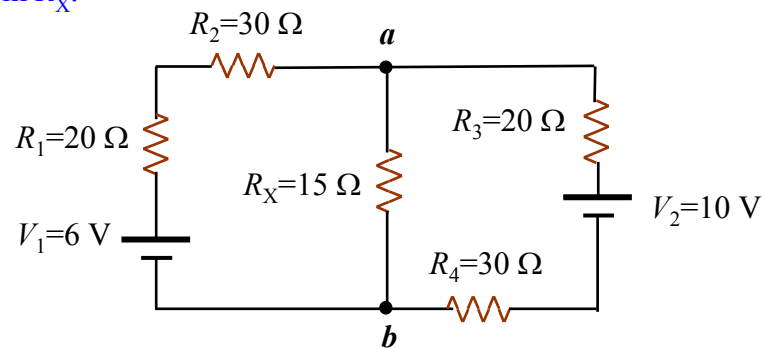
Exemplo 2: Determine o equivalente de Thévenin dos circuitos das Figuras. Usando o princípio de sobreposição determine a tensão aos terminais em aberto.



Exemplo 3: Usando o teorema de Thévenin, determine a tensão aos terminais de R_4 . Calcule a corrente através de R_6 . Determine a resistência equivalente do circuito, vista dos terminais de R_4 .



Exemplo 4: Usando o princípio da sobreposição determine a intensidade de corrente através de R_X . Calcule o equivalente de Thévenin do circuito entre os pontos a e b , e a corrente através de R_X . Determine a potência dissipada em R_X .



Corrente Alternada

(Revisões: rever Física Geral II, Electromagnetismo e eventualmente o Ensino Secundário)

IMPORTANTE

Em Electrónica, e nestas notas, um sinal $v(t)$ pode conter uma componente independente do tempo (a componente contínua, cc, ou directa, dc) e uma componente que é uma função periódica com valor médio nulo. A **componente dc** representa-se por caracteres maiúsculos em itálico com índices maiúsculos (V_{IN}). A **componente puramente alternada** representa-se por caracteres minúsculos em itálico com índices minúsculos (v_{in}). Assim, um dado sinal $v(t)$ é, em geral, representado como $v(t) = v_{IN} = V_{IN} + v_{in}$, onde o sinal $v(t)$ é representado por caracteres minúsculos em itálico com índices maiúsculos v_{IN} . O valor médio (ou componente directa) do sinal $v(t)$ é $\langle v(t) \rangle = \langle v_{IN} \rangle = V_{IN}$ (o valor médio de um sinal puramente alternado é nulo). No caso de um sinal em corrente, $i(t)$ escreve-se $i_{IN} = I_{IN} + i_{in}$.

Corrente e Tensão Alternadas

Os valores instantâneos das correntes e das tensões alternadas variam no tempo. As correntes e as tensões alteram periodicamente a direcção/polaridade de acordo com uma dada função denominada *forma de onda*. As formas de onda mais comuns são: a onda *sinusoidal*, a *onda quadrada*, a *onda triangular* e a *onda dente de serra*. (Rever guião do trabalho prático nº 2.)

A forma de onda sinusoidal é o tipo de corrente/tensão alternada fundamental. Todas as outras formas de onda periódicas podem ser obtidas a partir da combinação de várias ondas sinusoidais (a onda sinusoidal fundamental mais os seus *harmónicos*). A forma de onda sinusoidal fica completamente caracterizada conhecendo-se o seu período/frequência, a fase, e o máximo e o mínimo.

Há cinco valores característicos de uma forma de onda sinusoidal: o valor instantâneo (v , i), o valor de pico (V_p , I_p), o valor de pico-a-pico (V_{pp} , I_{pp}), o valor eficaz (V_{ef} , I_{ef}) e o valor médio (V_m , I_m).

A fase da onda é uma medida angular que especifica o valor da onda relativamente a uma referência, num dado instante de tempo. (Rever guião do trabalho prático nº 2.) Rever **Símbolos e Unidades Eléctricas SI**.

Leis dos circuitos em corrente alternada (ca)

Em corrente directa (dc), os componentes eléctricos/electrónicos são caracterizados apenas pela respectiva resistência eléctrica, R , e o carácter capacitivo e/ou indutivo dos componentes só se revela durante o estabelecimento do regime estacionário, i.e., quando $t < 5\tau$ s. Em corrente alternada (ca) os componentes são caracterizados por uma “nova” grandeza designada **impedância**, Z , que é o equivalente da resistência em corrente alternada.

As leis dos circuitos de não são válidas para os circuitos de ca se forem referidas aos valores instantâneos da corrente e da tensão. Contudo, são válidos se forem referidos, por exemplo, aos valores máximos ou aos valores eficaz. Para assegurar a sua correcta aplicação, a **tensão e a corrente devem ser expressas de forma consistente**, i.e., ambas referidas ou aos valores de pico, ou aos valores eficazes, etc. Exemplo de aplicação: lei de Ohm, como veremos, toma a forma $V_p = Z \cdot I_p$ ou $V_{ef} = Z \cdot I_{ef}$; leis de Kirchhoff, $I_{ef1} + I_{ef2} + \dots + I_{efn} = 0$ e $V_{ef1} + \dots + V_{efn} = 0$ ou $I_{p1} + I_{p2} + \dots + I_{pn} = 0$ e $V_{p1} + \dots + V_{pn} = 0$. Os teoremas de Thévenin e Norton, e o princípio de sobreposição também são válidos em ca (assegurando-se a regra da consistência). Nestes casos, as impedâncias tomam o lugar das resistências.

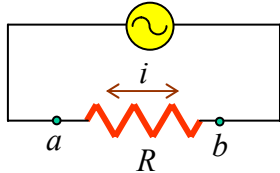
Expressões idênticas às da situação dc são obtidas para os divisores de corrente e tensão em ac. A transformação de uma configuração de impedâncias em triângulo num circuito em estrela (e vice-versa) obedece às mesmas relações que as obtidas para a rede com resistências.

Resistências, Condensadores e Indutores em Corrente Alternada

Em corrente alternada a lei de Ohm toma a forma: $V=Z \cdot I$.

Consideremos um circuito alimentado por uma fonte de tensão ac, debitando uma corrente $i(t)=I_p \cos(\omega t + \phi)$ ou $i(t)=I_p e^{j(\omega t + \phi)}=I_p e^{j\phi} e^{j\omega t}=I_p e^{j\omega t}$, em série com uma resistência/condensador/indutor (ver figuras).

Resistência



$$v_R(t) = R \cdot i(t)$$

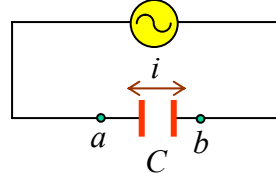
$$\begin{aligned} v_R(t) &= R I_p \cos(\omega t + \phi) \\ &= V_p \cos(\omega t + \phi), \\ V_R &= Z_R \cdot I_R: V_{Rp} = R \cdot I_p \end{aligned}$$

v_R e i são proporcionais a $\cos(\omega t)$: numa resistência v_R e i estão sempre em fase.

$$Z_R = V_R / I_R = R$$

R : resistência

Condensador



$$v_C(t) = \frac{q}{C} = \frac{1}{C} \int i(t) dt$$

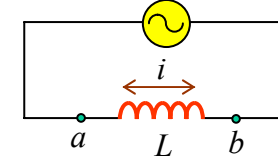
$$\begin{aligned} v_C(t) &= (1/\omega C) I_p \sin(\omega t + \phi), \\ &= (1/\omega C) I_p \cos(\omega t + \phi - \pi/2), \\ V_C &= Z_C \cdot I_C: V_{Cp} = (1/j\omega C) I_p \end{aligned}$$

a tensão aos terminais do condensador está atrasada de $\pi/2$ relativamente à corrente: o pico da tensão ocorre um quarto de ciclo após o pico da corrente.

$$Z_C = V_C / I_C = -jX_C = 1/j\omega C$$

X_C : reactância capacitiva

Indutor



$$v_L(t) = L \frac{di(t)}{dt}$$

$$\begin{aligned} v_L(t) &= -L\omega I_p \sin(\omega t + \phi), \\ &= L\omega I_p \cos(\omega t + \phi + \pi/2), \\ V_L &= Z_L \cdot I_L: V_{Lp} = j\omega L \cdot I_p \end{aligned}$$

a tensão aos terminais do indutor está adiantada de $\pi/2$ relativamente à corrente: o pico da tensão ocorre um quarto de ciclo antes do pico da corrente.

$$Z_L = V_L / I_L = jX_L = j\omega L$$

X_L : reactância indutiva

Quer no caso de um indutor quer no de um condensador existe uma proporcionalidade entre as amplitudes da corrente e da tensão. O mesmo não ocorre para os valores instantâneos, porque v e i não são proporcionais (existe uma diferença de fase (d.d.f.), de $\pi/2$ entre eles). Só no caso de uma resistência existe proporcionalidade entre os valores instantâneos da tensão e da corrente. Das expressões das reactâncias pode-se concluir que a “resistência” (impedância) de um condensador aumenta à medida que diminui a frequência angular da corrente, ω ; no caso do indutor, a impedância aumenta à medida que aumenta a frequência da corrente.

Representação Complexa e Notação Fasorial

É comum em corrente alternada tratar as correntes/tensões sinusoidais, $f(t)=A_p \cos(\omega t + \alpha)$, como grandezas complexas, representando-as usando, quer a notação exponencial, $f(t)=A_p e^{j(\omega t + \alpha)}$, quer a notação *fasorial*, $f=A_p e^{j(\omega t + \alpha)}$. O *fasor* f corresponde a um vector no plano complexo, com origem na origem do referencial, cujo comprimento é igual à amplitude do sinal sinusoidal (A_p), e rodado de um ângulo $\omega t + \alpha$ (fase) relativamente ao eixo horizontal:

$$f(t)=A_p \cos(\omega t + \alpha) \rightarrow f=A e^{j(\omega t)},$$

onde A representa o complexo $A_p e^{j\alpha}$. O valor instantâneo da grandeza sinusoidal é dado pela projecção do vector no eixo horizontal:

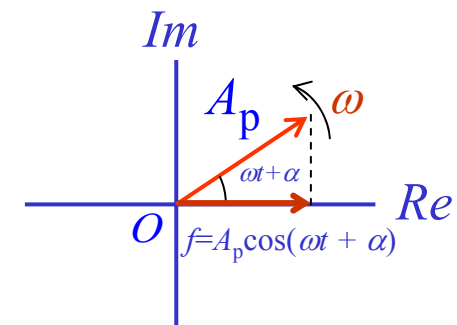
$$f(t)=A_p \cos(\omega t + \alpha).$$

A unidade SI de ângulo plano é o radiano (rad).

Uma vez que a dependência temporal da tensão e da corrente é conhecida e é a mesma em qualquer ponto de um **circuito linear**, é comum, para simplificar a escrita, representar a grandeza unicamente pela sua amplitude e fase inicial, i.e., pelo fasor:

$$f(t)=A_p \cos(\omega t + \phi) \rightarrow A=A_p e^{j\phi} \quad [\text{fasor da tensão } V=V_p e^{j\phi}; \text{ fasor da corrente } I=I_p e^{j\phi}, \text{ representando:}$$

$$v(t)=V_p \cos(\omega t + \phi) \text{ e } i(t)=I_p \cos(\omega t + \phi), \text{ respectivamente].}$$



Impedância

(Rever guiões do 1º e do 2º trabalhos laboratoriais)

Em corrente alternada (ca) os componentes lineares passivos são caracterizados por uma “nova” grandeza designada **impedância**, Z , que é o equivalente da resistência em corrente alternada. Assim, em corrente alternada a lei de Ohm toma a forma: $V=Z \cdot I$. A grandeza Z representa a **impedância do componente e, em geral, é uma grandeza complexa**. Esta relação é a generalização da expressão $R=V/I$.

Na representação complexa temos: $Z=V \cdot e^{j\omega t}/I \cdot e^{j\omega t} = V_p e^{j\phi}/I_p e^{j\varphi} = |Z|e^{j\theta}$, onde $\theta=\phi-\varphi$ representa a diferença de fase entre a tensão e a corrente.

Na representação algébrica Z toma a forma: $Z=R+jX$, $j^2=-1$, onde R e X representam as partes **resistiva** e **reactiva** da impedância do elemento ou parte do circuito em análise: R designa-se por **resistência óhmica** (unidade SI: Ω) e X por **reactância** (unidade SI: Ω). Se X for negativo diz-se que a **reactância** é capacitiva $X=X_C$; se X for positivo diz-se que a **reactância** é indutiva $X=X_L$.

O módulo e a fase de Z são dados, respectivamente, por: $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ e $\theta = \tan^{-1}\left(\frac{X}{R}\right)$ **(rever operações básicas com complexos)**.

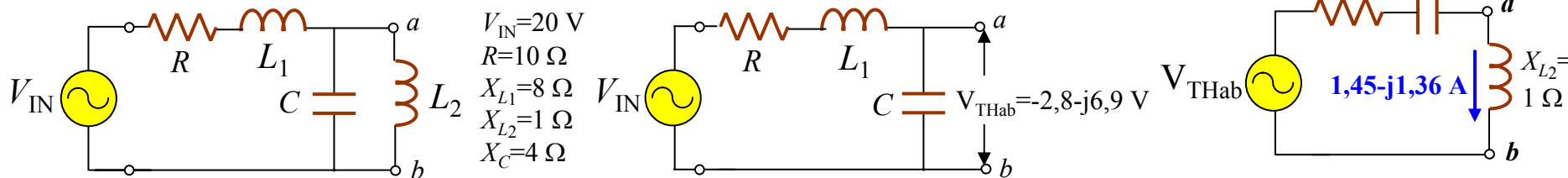
Ao inverso da impedância chama-se **admitância complexa**, Y , ou simplesmente **admitância**: $Y=1/Z=G+jB$. G denomina-se **condutância** (unidade SI: S) e B **susceptância** (unidade SI: S).

Associação de impedâncias em série: $Z_{eq}=Z_1+ Z_2+ \dots + Z_{n-1}+ Z_n$.

Associação de impedâncias em paralelo: $1/Z_{eq}= 1/Z_1+ 1/Z_2+ \dots + 1/Z_{n-1}+ 1/Z_n$.

Exercício

Resolver exercício nº 9 da página 66 do livro *Electrónica Analógica*, António Padilha, 1993: Calcular a corrente na auto-indução L_2 do circuito abaixo, substituindo primeiro o resto do circuito pelo seu equivalente de Thévenin. (Sol: $1,45-j1,36$ A).



(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Potência em Corrente Alternada

Seja um elemento de um circuito percorrido por uma corrente $i(t)=I_p \cos(\omega t)$, e aos terminais do qual se aplica uma tensão $v(t)=V_p \cos(\omega t + \phi)$. A **potência instantânea** fornecida ao componente é dada por:

$$p=vi=[V_p \cos(\omega t + \phi)][I_p \cos(\omega t)].$$

Valores positivos de potência indicam que o elemento está a dissipar/armazenar energia; valores negativos indicam que o componente está a “gerar”/devolver energia ao circuito.

Potência Aparente, p_Z , é a potência que é transferida pela fonte ao circuito: $p_Z=i^2Z$ (unidade: volt-ampere, VA)

Potência Reactiva, p_X , é a potência fornecida aos elementos reactivos: $p_X=i^2X$ (unidade: volt-ampere reactivo, VAR)

Potência Real (verdadeira), p_R , é a parte da potência dissipada no circuito: $p_R=i^2R$ (unidade: watt, W)

A **potência média** é dada por: $P=\langle p \rangle = 1/2 V_p I_p \cos(\phi) = V_{EF} I_{EF} \cos(\phi)$.

O factor $\cos(\phi)$ é designado **factor de potência**. Em circuitos eléctricos ou electrónicos de potência é desejável que $\cos(\phi)$ seja próximo de 1. Caso contrário, para uma dada tensão e potência, é necessário uma elevada corrente, o que origina perdas elevadas nas linhas de transmissão.

Potência média:

Resistências

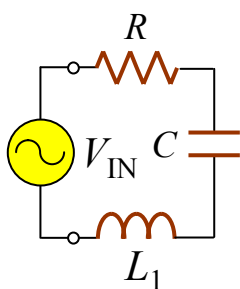
Condensadores

Indutores

$$P_R = V_p I_p / 2 = R \cdot I_{Ef}^2 = V_{Ef}^2 / R > 0$$

$$P_C = 0$$

$$P_L = 0$$



Exercício 1: Seja o circuito RLC série, com $R=300 \Omega$, $L=60$ mH, $C=0,5 \mu\text{F}$, $V_{in}=50$ V e $\omega=10$ krad/s. Determine: X_L , X_C , $|Z|$, $|I_0|$, ϕ , o factor de potência, a potência média dissipada em cada elemento, $|V_R|$, $|V_L|$, $|V_C|$. Verifique que $V_{IN} \neq V_R + V_L + V_C$ (Porquê?) **Sol:** 600Ω , 200Ω , 500Ω , $0,10$ A, 53^0 (a tensão está adiantada relativamente à corrente), $0,6$; $1,5$ W, 0 W, 0 W; 30 V, 60 V, 20 V; $V_{IN}=[V_R+(V_L-V_C)^2]^{1/2}$.

Exercício 2: Num secador de cabelo está indicado 1500 W a 220 V. Determine a resistência, a corrente eficaz e a potência instantânea máxima. Assuma que o secador é uma resistência pura. **Sol:** $32,3 \Omega$, $6,8$ A, 3000 W. (Alguns vendedores de equipamentos de áudio, e não só, anunciam valores de potência que correspondem aos valores máximos de potência como sendo a potência média, o que é irregular).

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

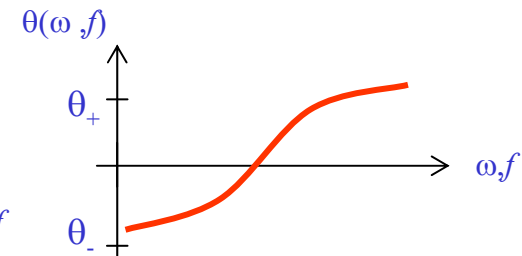
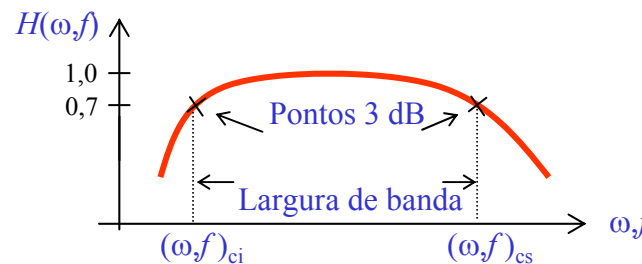
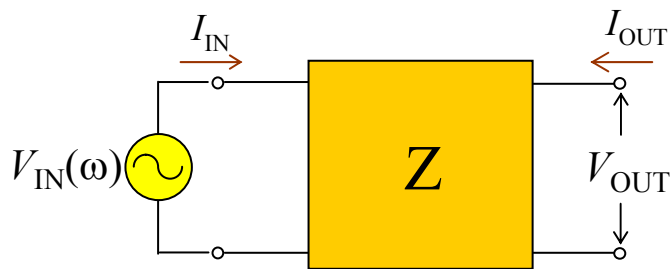
Resposta em Frequência de um Circuito

(Ver *Microelectronics Circuits*, A. S. Sedra & K. C. Smith, Saunders College Publishing, capítulo 1)

(Estudar guia do 2º trab. Prático.)

Considere o circuito linear abaixo, ao qual é aplicada uma tensão $v_{in}(t) = V_{IN} \cos(\omega t)$, representada no esquema pela amplitude $V_{IN}(\omega)$. Pretende-se estudar o comportamento do sinal de saída, $v_{out}(t)$, em função da frequência do sinal de entrada, i.e., caracterizar a resposta em frequência do circuito. A resposta em frequência de um circuito é caracterizada pela **função de transferência do circuito**, $H(\omega)$, definida como a razão entre a tensão de saída, $V_{OUT}(\omega)$, e a tensão de entrada, $V_{IN}(\omega)$, com a saída em aberto ($I_{OUT} = 0$). Em geral, $H(\omega)$ é uma grandeza complexa:

$H(\omega) = |H(\omega)|e^{j\theta}$, onde $|H(\omega)| = |V_{OUT}/V_{IN}|$ e θ é a ddf entre a tensão de entrada e a tensão de saída.



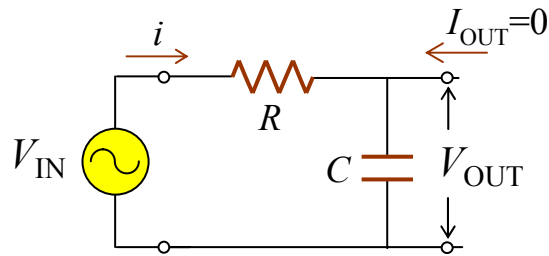
$\omega_{c(i,s)}$: frequência de corte, c, (i: inferior; s: superior)

Define-se **largura de banda** de um circuito, **LB**, como o **intervalo de frequência**, f , no qual o módulo da função de transferência é maior ou igual a $1/\sqrt{2}$, ver gráfico $H(\omega, f)$. (Ter presente que $f = \omega/2\pi$.) Quando $\omega_{ci} = 0$, diz-se que o circuito é um **passa-baixo**; se $\omega_{cs} = \infty$, o circuito actua como um **passa-alto**. Se $0 < \omega_{ci} < \omega_{cs} < \infty$, o circuito actua como **passa-banda**, permitindo apenas a passagem de sinais de frequência angular ω na banda $[\omega_{cs}, \omega_{ci}]$. Há ainda circuitos cuja resposta em frequência pode ser representada como a combinação de um passa-alto (pa) com um passa-baixo (pb), em que $\omega_{c-pb} < \omega_{c-pa}$: circuitos **rejeita-banda**. Estes não permitem a passagem de sinais de frequência angular $\omega \in [\omega_{c-pb}, \omega_{c-pa}]$.

Decibel:
$$dB = 20 \log \left(\left| \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right| \right) \quad ; \quad 3 \text{ dB} \equiv \left| \frac{V_{OUT}(\omega_{ci})}{V_{IN}(\omega_{ci})} \right| = \left| \frac{V_{OUT}(\omega_{cs})}{V_{IN}(\omega_{cs})} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad 1/\sqrt{2} (\approx 0.707)$$

Função de Transferência de Circuitos RC

Circuito RC Passa-Baixo



$$H(\omega) = |H(\omega)|e^{j\theta} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{Z_C}{Z_R + Z_C}$$

$$H(\omega) = |H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

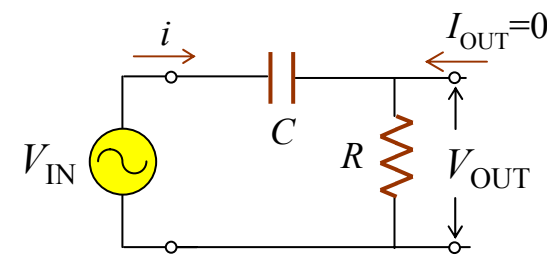
$$\theta = -\tan^{-1}(\omega RC)$$

A amplitude da tensão aos terminais do condensador (tensão de saída V_{OUT}), decresce à medida que a frequência do sinal de entrada, V_{IN} , aumenta.

A **frequência de corte** deste circuito, ω_c , é $|H(\omega_c)| = |V_{OUT}/V_{IN}| = 1/\sqrt{2}$: $\omega = \omega_c = 1/RC$. A frequência $\omega_{ci} = 0$ e $\omega_{cs} = 1/RC$. A largura de banda é $LB = \omega_{cs}/2\pi - \omega_{ci}/2\pi = 1/(2\pi RC)$.

O circuito se comporta como um **filtro passa-baixo**: só os sinais de entrada de frequência inferior a ω_c são transferidos para a saída.

Circuito RC Passa-Alto



$$H(\omega) = |H(\omega)|e^{j\theta} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{Z_R}{Z_R + Z_C}$$

$$H(\omega) = |H(\omega)| = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

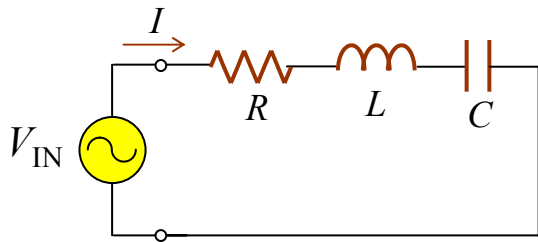
$$\theta = \tan^{-1}(1/\omega RC)$$

Nesta montagem, a amplitude da tensão aos terminais da resistência (tensão de saída V_{OUT}), decresce à medida que a frequência do sinal de entrada, V_{IN} , diminui.

A **frequência de corte** deste circuito, ω_c , é $|H(\omega_c)| = |V_{OUT}/V_{IN}| = 1/\sqrt{2}$: $\omega = \omega_c = 1/RC$. A frequência $\omega_{ci} = 1/RC$ e $\omega_{cs} = \infty$. A largura de banda é $LB = \infty$, com $f_{ci} = 1/2\pi RC$.

O circuito se comporta como um **filtro passa-alto**: só os sinais de entrada com frequência superior a ω_c são transferidos para a saída.

Circuitos RLC Série: Frequência de Ressonância



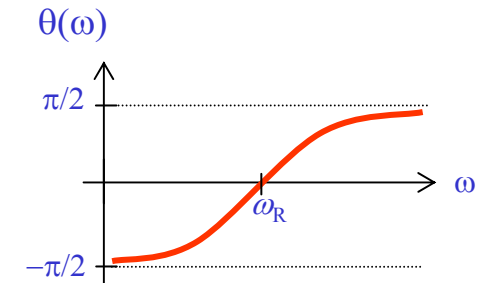
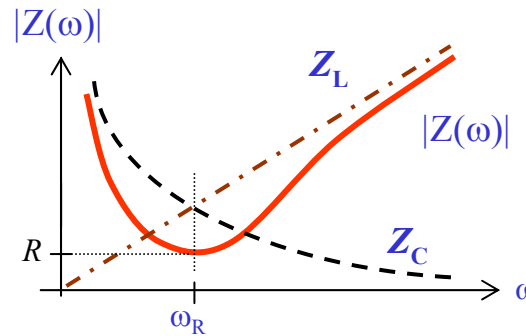
$$I = \frac{V}{Z}, \quad Z = \frac{V}{I} = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = |Z(\omega)|e^{j\theta}$$

$$|Z(\omega)| = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}, \quad \theta(\omega) = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}\right)$$

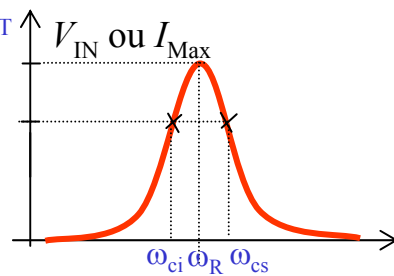
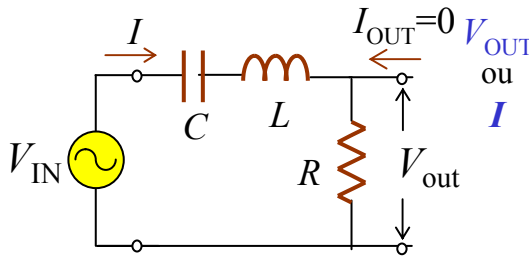
$$X = \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = 0 \Rightarrow \omega L = \frac{1}{\omega C}$$

$$\Leftrightarrow \omega \equiv \omega_R = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

ω_R : frequência de ressonância Série

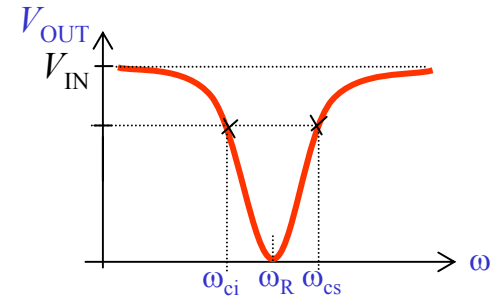
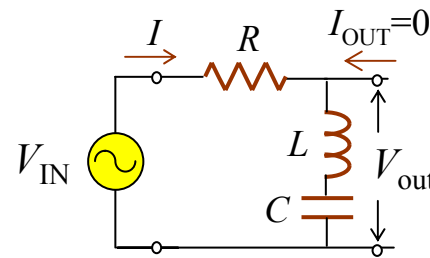


Filtro Ressonante Série Passa-Banda



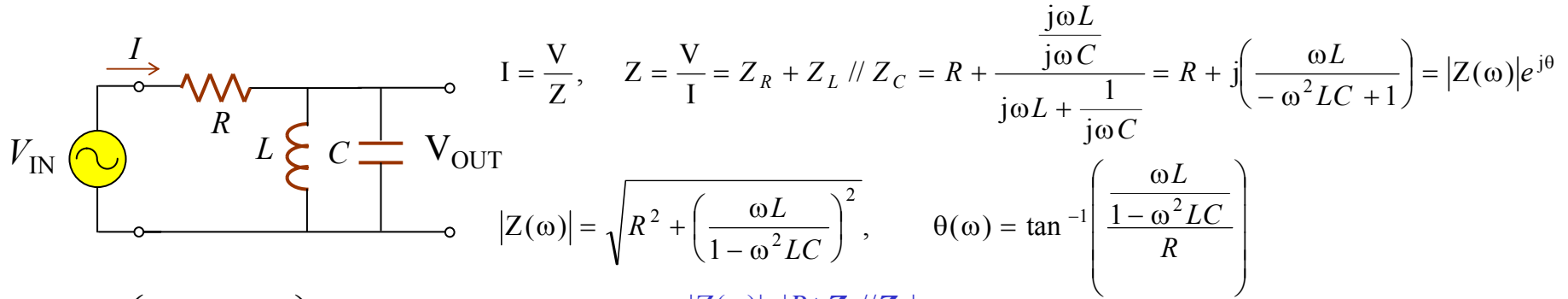
A largura de banda do filtro é $LB = f_{cs} - f_{ci}$, centrada em $f_R = 1/(2\pi\sqrt{LC})$.

Filtro Ressonante Série Rejeita-Banda



A largura de banda do filtro é $LB = f_{cs} - f_{ci}$, centrada em $f_R = 1/(2\pi\sqrt{LC})$.

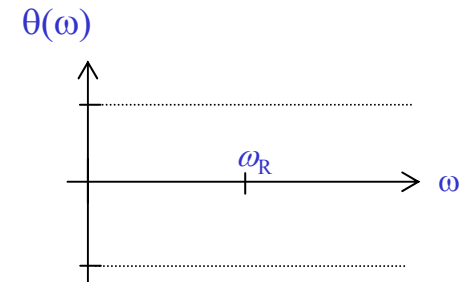
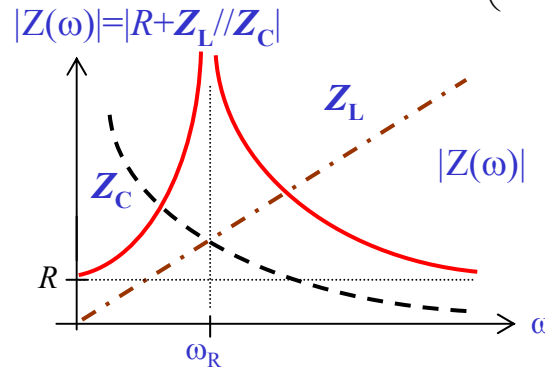
Circuitos RLC: Filtros Ressonantes Paralelos



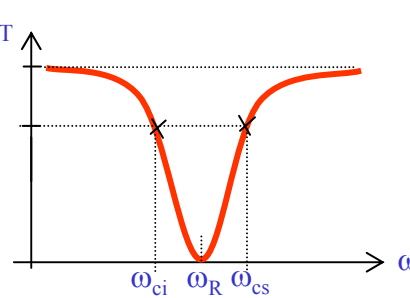
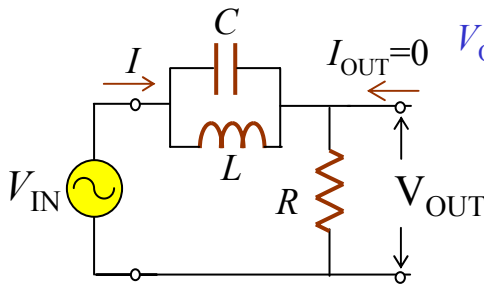
$$X = \left(\frac{\omega L}{1 - \omega^2 LC} \right) = \infty \Rightarrow \omega^2 LC = 1$$

$$\Leftrightarrow \omega \equiv \omega_R = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

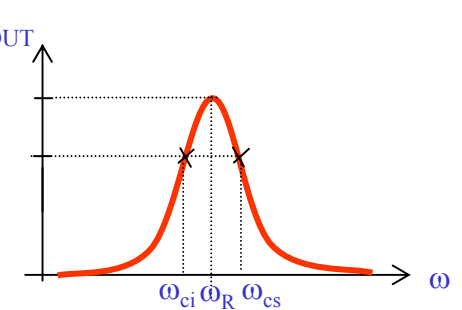
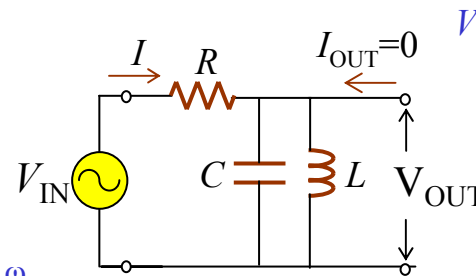
ω_R : frequência de ressonância Paralelo



Filtro Ressonante Paralelo Rejeita-Banda



Filtro Ressonante Paralelo Passa-Banda

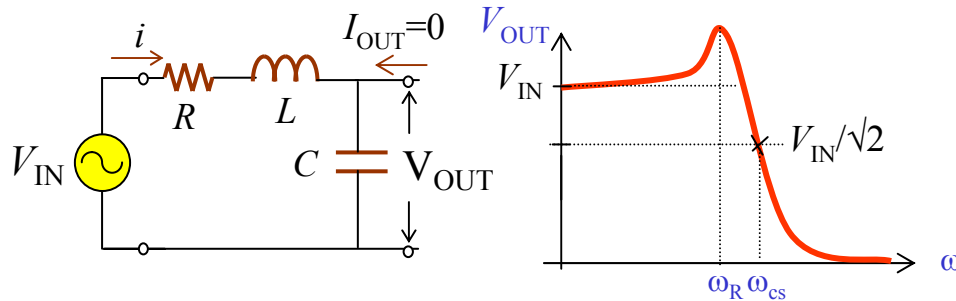


(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Exercício: Filtros RLC “passa-baixo” e “passa-alto”

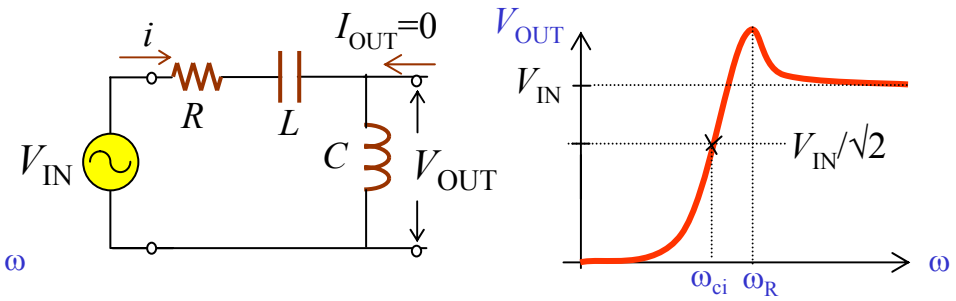
(ver guião do 2º trabalho prático)

Circuito RLC “Passa-Baixo”



$$H(\omega) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{Z_C}{Z_R + Z_C + Z_L} = \frac{-j \frac{1}{\omega C}}{R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)} = |Z(\omega)| e^{j\theta}$$

Circuito RLC “Passa-Alto”



$$H(\omega) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{Z_L}{Z_R + Z_C + Z_L} = \frac{j\omega L}{R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)} = |Z(\omega)| e^{j\theta}$$

Factor de Qualidade

$$Q(\omega_R) = \frac{\text{energia armazenada}}{\text{energia dissipada}} = \frac{I^2(\omega_R) \cdot X_{L,C}(\omega_R)}{I^2(\omega_R) \cdot R} = \frac{X_L(\omega_R)}{R} = \frac{X_C(\omega_R)}{R}$$

Largura de banda

$$LB = f_{c,s} - f_{c,i} = \frac{f_R}{Q}$$

a) Determine o módulo e a fase da função de transferência dos circuitos representados. Represente graficamente em função da frequência, o módulo e a fase da função de transferência.

b) Calcule o Q de cada circuito.

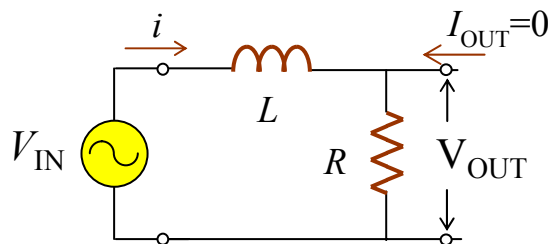
c) Os circuitos acima não são filtros passa-baixo e passa-alto verdadeiros, como pode concluir da análise dos gráficos acima.

Determine em que condições estes circuitos apresentam as funções de transferência típicas de filtros passa-alto e passa-baixo.

Exercício

Função de Transferência de Circuitos RL

Circuito RL Passa-Baixo



$$H(\omega) = |H(\omega)|e^{j\theta} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{Z_R}{Z_R + Z_L}$$

$$|H(\omega)| = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}$$

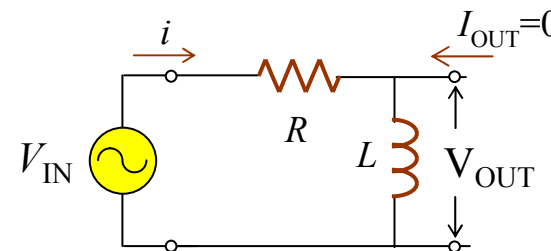
$$\theta = -\tan^{-1}(\omega L / R)$$

A amplitude da tensão aos terminais do resistência (tensão de saída), decresce à medida que a frequência do sinal de entrada aumenta. O circuito comporta-se como um **filtro passa-baixo**: só os sinais de entrada de baixa frequência são transferidos para a saída.

A **frequência de corte** deste circuito, ω_c , é:

$$|H(\omega)| = |V_{OUT}/V_{IN}| = 1/\sqrt{2} : \omega = \omega_{cs} = \omega_c = R/L.$$

Circuito RL Passa-Alto



$$H(\omega) = |H(\omega)|e^{j\theta} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{Z_L}{Z_R + Z_L}$$

$$|H(\omega)| = \frac{\omega L}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}$$

$$\theta = \tan^{-1}(R / \omega L)$$

Nesta montagem, a amplitude da tensão aos terminais da bobine (tensão de saída), decresce à medida que a frequência do sinal de entrada diminui. Nesta configuração, o circuito comporta-se como um **filtro passa-alto**: só os sinais de entrada de alta frequência são transferidos para a saída.

A **frequência de corte** desta montagem, ω_c , é:

$$|H(\omega)| = |V_{OUT}/V_{IN}| = 1/\sqrt{2} : \omega = \omega_{ci} = \omega_c = R/L.$$

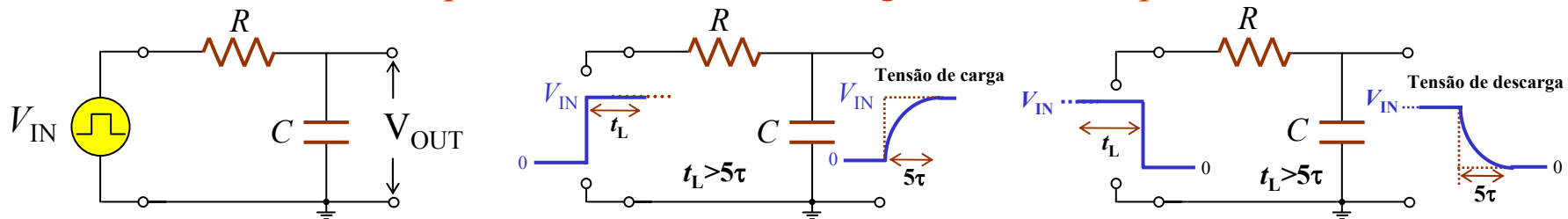
Resposta Temporal em Circuitos RC

(Ver guia do 2º trab. Prático.)

- Um condensador comporta-se como um curto para variações instantâneas de corrente e como um circuito aberto para cc.
- A tensão aos terminais de um condensador não pode variar instantaneamente. Só pode variar exponencialmente.

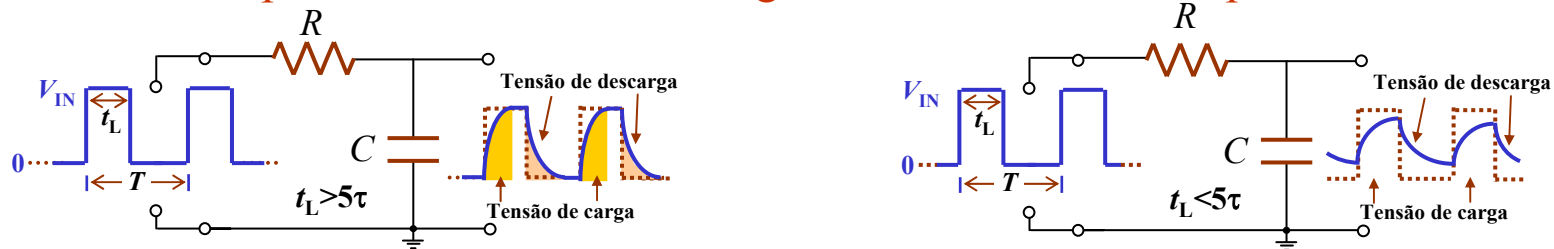
Em termos de resposta temporal, um circuito série RC com a tensão de saída tomada aos terminais do condensador, é conhecido como **integrador**. Este circuito, em determinadas circunstâncias, realiza, de forma aproximada, a operação matemática **integração**.

Resposta do Circuito RC Integrador a um Impulso



O condensador só carrega/descarrega *completamente* se a largura/duração do impulso, t_L , for igual ou superior a 5τ .

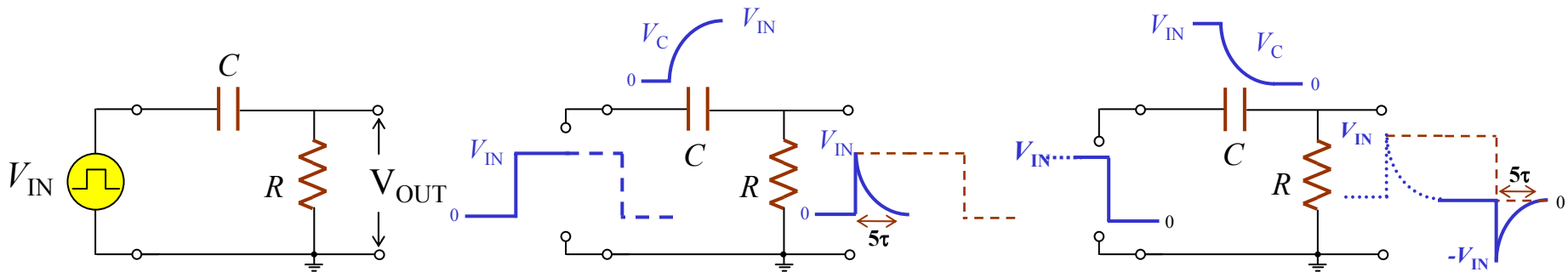
Resposta do Circuito RC Integrador a um Trem de Impulsos



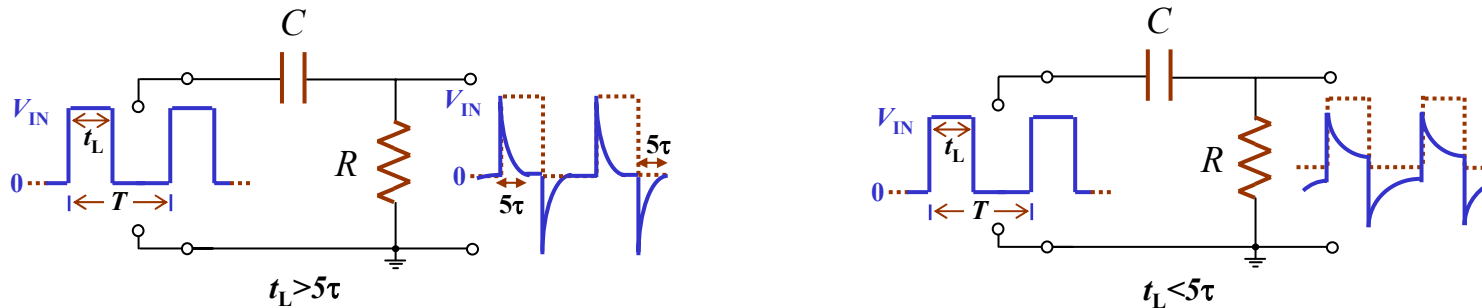
A forma de onda na saída depende da relação entre a constante de tempo do circuito, τ , e o período do trem de impulsos aplicado, T . A tensão de saída demora, aproximadamente 5τ a atingir um valor médio, independentemente do número de pulsos que ocorram no intervalo 5τ (período transitório do circuito). Uma vez atingido o valor médio da tensão de entrada, este mantém-se enquanto a onda periódica de entrada de mantiver.

Em termos de resposta temporal, um circuito série RC em que a tensão de saída corresponde à tensão aos terminais da resistência é designado por **diferenciador**. Este circuito, em determinadas circunstâncias, realiza, de forma aproximada, a operação matemática **diferenciação**.

Resposta do Circuito RC Diferenciador a um Impulso



Resposta do Circuito RC Diferenciador a um Trem de Impulsos

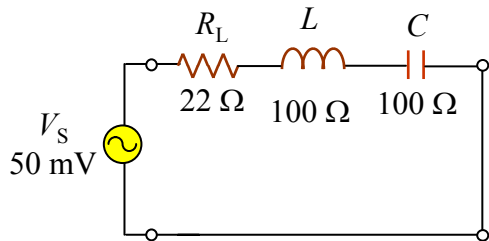


O mesmo tipo de análise aplica-se aos circuitos RL e LR, tendo em conta que:

- Uma bobine comporta-se como um aberto para variações instantâneas de corrente e como um curto-circuito para cc.
- A corrente num indutor não pode variar instantaneamente. Só pode variar exponencialmente.

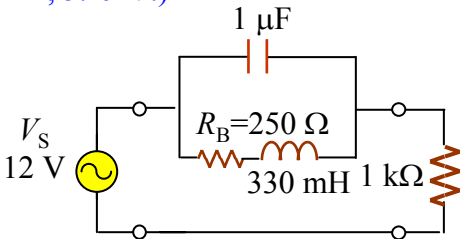
Exercícios

Exemplo 1: Determine $I_{L,p}$, $I_{L,ef}$, $V_{R,p}$, $V_{R,ef}$, $V_{L,p}$, $V_{L,ef}$ e $V_{C,p}$ na ressonância. (Sol: 2.27 mA, 1.6 mA, 50 mV, 35.36 mV, 227 mV, 160.5 mV, 227 mV.) (Rever guião do 2º trabalho prático).



Floyd 5ªEd, 13-15

Exemplo 3: desprezando a resistência da bobine, R_B , determine a frequência de ressonância do circuito e a correspondente tensão aos terminais de R_L . Repita os cálculos considerando, agora, R_B . Este circuito é passa- ou rejeita-banda? (Sol: 277 Hz, 0 V; 249 Hz, 5.19 V.)



Na ressonância e com $R_B=0$:
 $Q=X_L/R_B=\infty$, $f_R=277$ Hz
 e $V_{R_L}=12$ V.

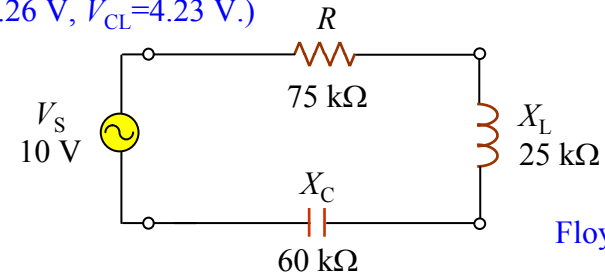
Na ressonância e com $R_B\neq 0$:
 $X_L=2\pi f_R L=516 \Omega$,
 $Q=X_L/R_B=2.06$,
 $Z_R=R_B(Q^2+1)=1.31$ kΩ,

$$f_R = \frac{\sqrt{1 - (R_B^2 C / L)}}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{Q^2}{Q^2 + 1}}$$

$$\text{Quando } Q = \frac{X_L}{R_B} > 10, \quad f_R \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad V_{R_L} = \left(\frac{R_L}{R_L + Z_R} \right) V_S = 5.19 \text{ V}$$

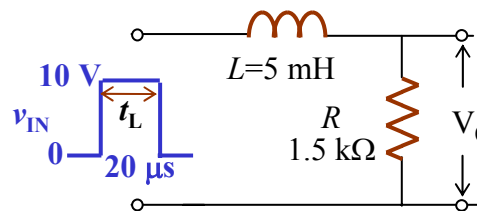
Floyd 5ªEd, 13-58

Exemplo 2: Determine a tensão aos terminais de cada elemento, e através do conjunto formado por L e C . (Sol: $V_R=9.08$ V, $V_L=3.03$ V, $V_C=7.26$ V, $V_{CL}=4.23$ V.)

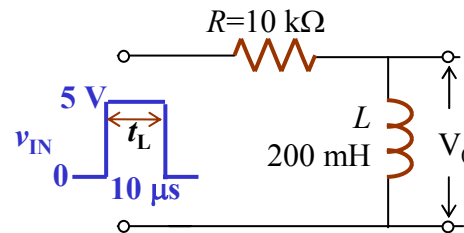


Floyd 5ªEd, 13-7

Exemplo 4: Determine as formas de onda de saída e os valores de I , V_R , V_L , para os circuitos da Figura. (Sol.: ver Floyd, pp. 704-720).



Floyd 5ªEd, 15-36: $\tau=L/R=3.33$ ns; $t_L=5\tau=16.7 \mu\text{s}$: a corrente irá atingir o seu máximo mantendo este valor até ao fim do pulso. No início do pulso: $i=0$ A, $v_R=0$ V, $v_L=10$ V (o indutor actua como um aberto). Durante o pulso: i , v_R , e v_L , variam exponencialmente para 6.67 mA, 10 V e 0 V (o indutor actua como um aberto), respectivamente. No fim do pulso, todas as grandezas decaem para zero.



Floyd 5ªEd, 15-43*: $\tau=L/R=2$ ns. V_{in} começa por saltar de 0 para 5 V, decaindo exponencialmente para 0. Como $t_L=5\tau$, a saída decai para 0 ao fim de 10 ns. Neste, V_{in} cai de 5 V para 0, o que implica que V_O salta de 0 para -5 V, decaindo novamente para zero.

Resolução

Exemplo 1: Determine $I_{L,p}$, $I_{L,ef}$, $V_{R,p}$, $V_{R,ef}$, $V_{L,p}$, $V_{L,ef}$ e $V_{C,p}$ na ressonância. (Sol: 2.27 mA, 1.6 mA, 50 mV, 35.36 mV, 227 mV, 160.5 mV, 227 mV.) (Rever guião do 2º trabalho prático).

Res: Como $X_L=X_C$, a frequência do sinal V_S é igual à frequência de ressonância do circuito. Neste caso $Z=R$, donde resulta que a corrente que percorre o circuito RLC série é máxima e igual a V_S/R , i.e., $I_p=V_S/R=2.27$ mA. Aplicando a lei de Ohm: $V_{p,R}=I_pR=50$ mV; $V_{L,p}=I_pX_L=227$ mV; $V_{C,p}=I_pX_C=227$ mV; correspondentes valores eficazes são dados por $V_{ef}=V_p/\sqrt{2}$, $I_{ef}=I_p/\sqrt{2}$. Toda a tensão da fonte aparece aos terminais da resistência. (Na ressonância as tensões $V_{L,p}$ e $V_{C,p}$ são iguais, mas estão oposição de fase, i.e., a tensão reactiva total é igual a zero.)

Exemplo 2: Determine a tensão aos terminais de cada elemento, e através do conjunto formado por L e C . (Sol: $V_R=9.08$ V, $V_L=3.03$ V, $V_C=7.26$ V, $V_{CL}=4.23$ V.)

Res: A reactância total é $X_{total}=|X_L-X_C|=35$ k Ω . A impedância total da série é 82.8 k Ω . Aplicando a lei de Ohm, $I_p=V_S/Z_+=121$ μ A; $V_{R,p}=I_pR=9.08$ V; $V_{L,p}=I_pX_L=3.03$ V; $V_{C,p}=I_pX_C=7.26$ V; $V_{C,L}=I_pX_{total}=4.23$ V. A ddfase entre V_S e I é dada por $\theta=\arctan(X_{total}/R)=-0.436$ (-25°); a ddfase entre I e V_S é $+25^\circ$. Como o circuito é capacitivo ($X_C>X_L$) a corrente no circuito está adiantada relativamente à tensão V_S em 25° .

Método alternativo: A impedância da série é $Z=R+j(X_L-X_C)=75$ k $\Omega-j35$ k Ω . Aplicando a lei de Ohm: $I=V_S/Z=10/(75$ k $\Omega-j35$ k $\Omega)=(10$ V)(75 k $\Omega+j35$ k $\Omega)/(82.8$ k $\Omega)^2=0.11$ mA+j0.05 mA; $I_p\approx\sqrt{(110^2+50^2)}$ μ A ≈ 121 μ A; fase $\theta_1=\arctan(50/110)\approx 25^\circ$. $V_C=(-j60$ k $\Omega)I=-j6.6$ V +3 V=3 V-j6.6 V; $V_{C,p}\approx 7.26$ V, fase $\theta_{V_C}=\arctan(-6.6/3)\approx -65^\circ$. $V_L=(+j25$ k $\Omega)I=j2.75$ V -1.25 V=-1.25 V+j2.75 V; $V_{L,p}\approx 3.02$ V, fase $\theta_{V_L}=\arctan(2.75/-1.25)\approx 115^\circ$. $V_{CL}=(-j35$ k $\Omega)I=-j3.85$ V +1.75 V=1.75 V-j3.85 V; $V_{CL,p}\approx 4.23$ V, fase $\theta_{V_{CL}}=\arctan(-3.85/1.75)\approx -65^\circ$.

Ver mais exemplos, por exemplo, em *Electrónica Analógica*, António Padilla, pags. 61 a 72.

Exemplo 3: ver exemplos Floyd, capítulo RLC Circuits and Resonance

Exemplo 4: ver exemplos Floyd, capítulo Pulse Response of reactive Circuits

Amplificador Operacional

Microelectronics Circuits, A. S. Sedra & K. C. Smith, Saunders College Publishing,
capítulos 1-2:

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

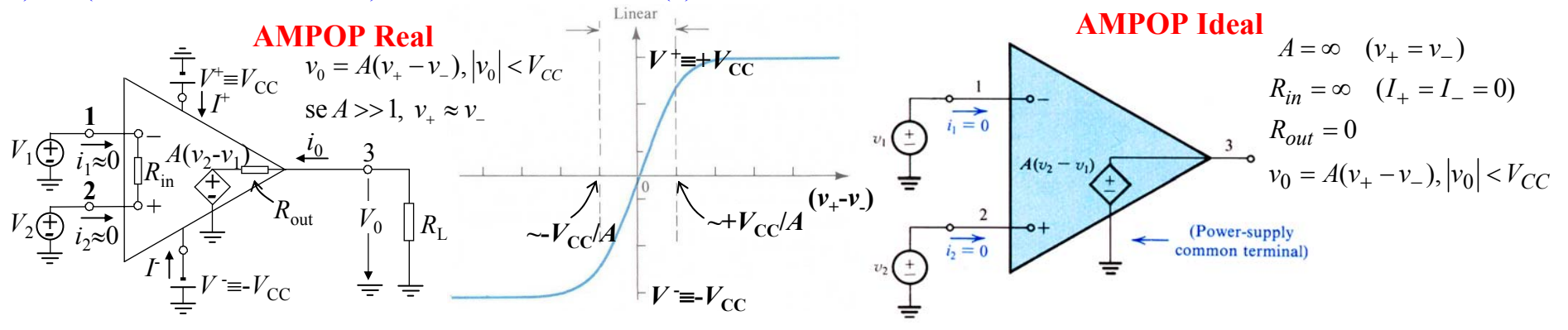
Amplificador Operacional

O Amplificador Operacional (AMPOP) é um dos componentes mais usados em electrónica. A simplicidade conceptual e a versatilidade são a chave da sua vasta e diversificada utilização. Inicialmente, os amplificadores operacionais eram implementados sobretudo em circuitos de componentes discretos (em conjugação com resistências e condensadores) para implementar filtros ou montagens amplificadoras. Actualmente, são apresentados em circuitos integrados, formando um blocos básico facilmente integrável em sistemas bastante complexos, como conversores analógico-digital e digital-analógico, osciladores, sintetizadores, filtros analógicos, circuitos optoelectrónicos e periféricos de comunicação (e.g. placas de rede, placas de som, portas de comunicação). São também muito empregues em aparelhos de medida e em diversos electrodomésticos e em automóveis. Isto é, a sua utilização é quase universal.

O AMPOP pode ser analisado como um componente com três zonas de operação distintas: **a zona de saturação negativa, a zona linear e a zona de saturação positiva** (ver figura abaixo). É suposto o amp-op detectar apenas a diferença de tensão entre os terminais de entrada, $v_+ - v_-$, multiplicando-a por uma quantidade A , de forma que à saída aparece uma tensão $v_0 = A(v_+ - v_-)$. Esta é a zona de funcionamento **linear**, em que a tensão no terminal de saída do AMPOP v_0 é proporcional à ddp entre os terminais de entrada, + e -. A constante de proporcionalidade (ganho estático) - aqui identificada como A - é, em geral, um valor muito elevado ($\approx 100\ 000$). A maioria dos amp-ops integrados são alimentados usando fontes de tensão bipolares $\pm V_{CC}$ (os dois terminais de alimentação estão representados na segunda figura abaixo como V_+ e V_-). Notar que a tensão de saída nunca pode ser superior à tensão de alimentação.

Do ponto de vista de sinais, o AMPOP apresenta três terminais (ver figura abaixo): dois terminais de entrada - (terminal inversor, 1) e + (terminal não-inversor, 2), e um terminal de saída (3).

http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html



Ter em atenção que **o valor máximo do módulo da tensão de saída v_0 é sempre menor ou igual a V_{CC}** , de acordo com o princípio de conservação da energia. Na zona de funcionamento linear, a diferença das tensões nos terminais de entrada, v_+ e v_- , é muito pequena, por ser inversamente proporcional a A . Uma vez que o valor máximo do módulo da tensão de saída v_0 é sempre inferior a V_{CC} , e, em geral $A \gg 1$, na região de funcionamento linear verifica-se que $v_+ \cong v_-$. Esta condição permite simplificar, significativamente, a análise de circuitos contendo amp-ops em funcionamento no regime linear.

As zonas de saturação negativa e positiva correspondem às situações em que a tensão no terminal de saída é limitada pelas tensões de alimentação inferior ($-V_{CC}$) e superior ($+V_{CC}$) do AMPOP. Esta situação pode dever-se: a) ao facto de o amplificador não estar *re-alimentado* ou estar *re-alimentado positivamente*; b) na consequência de a tensão de saída tentar superar os extremos de alimentação do circuito (aqui definidos com $-V_{CC}$ e $+V_{CC}$), saindo portanto da zona de operação linear. Nestas duas zonas é válida uma das seguintes expressões: $v_0 \cong V_{CC}$, $v_+ > v_-$ e $v_0 \cong -V_{CC}$, $v_- > v_+$.

A resistência de entrada, R_{in} , de um amp-op ideal é infinita, donde resulta que $i_+ = 0$ e $i_- = 0$. É suposto o terminal de saída de um amp-op ideal actuar como uma fonte ideal de tensão, i.e., a tensão entre ao terminal de saída e o comum (terra) deve ser sempre $A(v_+ - v_-)$ e independente da corrente no terminal de saída i_0 . Em resumo, a resistência de saída do ampop ideal R_0 é nula, $R_0 = 0$.

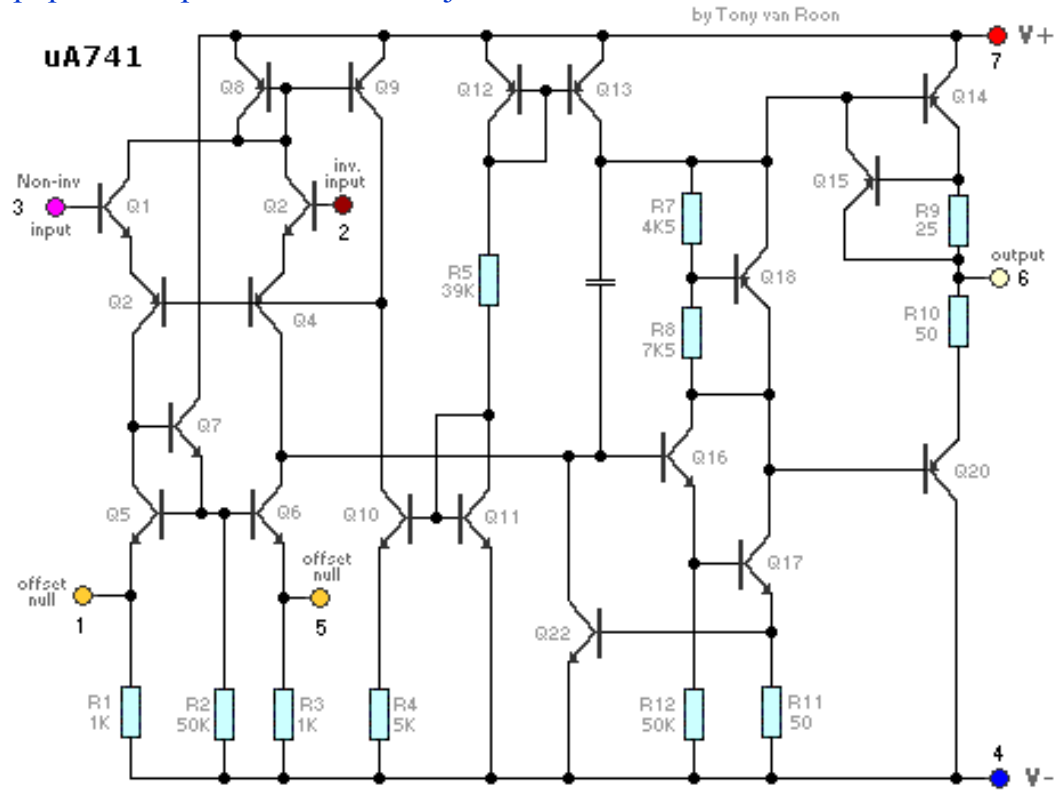
A saída do amp-op v_0 está em fase com v_+ e em oposição de fase com v_- : o terminal de entrada + é designado terminal não-inversor e o terminal - é referido como terminal inversor. O amp-op ideal só responde ao sinal diferença ($v_+ - v_-$), i.e., o amp-op apresenta rejeição de modo comum infinita. O amplificador operacional é um amplificador de entrada diferencial e de saída única. O parâmetro A designa-se ganho diferencial, também referido como como ganho em malha/circuito aberto do amp-op. Idealmente, a largura de banda do ampop ideal é infinita, i.e., o ganho A é independente da frequência do sinal de entrada. Idealmente, $A = \infty$. **A condição $v_+ \cong v_-$ só é válida na zona linear. Em qualquer das zonas de funcionamento verifica-se que $i_+ \cong i_- \cong 0$, assumindo $R_{in} \gg 1$.**

O Amplificador u741

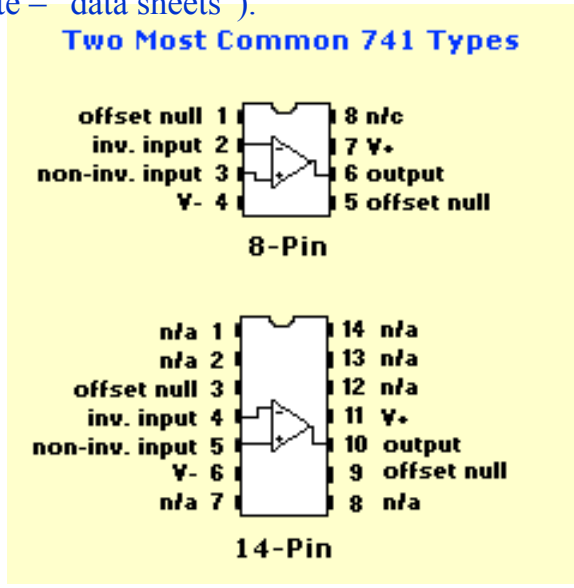
(ver guias dos trabalhos 3 e 4)

O primeiro circuito-integrado amplificador operacional, o μ A 709, surgiu em meados dos anos 60 e compreendia um número considerável de transístores e resistências (todos implementados na mesma bolacha de silício). Embora, a sua qualidade fosse baixa (para os padrões actuais) e o seu preço ainda fosse elevado, o seu aparecimento significou o nascimento de uma nova era no projecto de circuitos electrónicos analógicos. Em poucos anos, o uso do amp-op generalizou-se, e o seu preço caiu em flecha. De então para cá, os fabricantes de semicondutores, respondendo à demanda, quer em quantidade quer em qualidade, fornecem circuitos de elevada qualidade e a preços baixíssimos (alguns cêntimos). A figura abaixo apresenta de forma esquemática o circuito interno do amplificador u741 (introduzido pela primeira vez em 1968 pela Fairchild Semiconductor, E.U.A). O amp-op 741 é um dos mais populares e proficuos modelos jamais fabricados e será utilizado neste trabalho.

<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>



A figura abaixo mostra o u741 de encapsulamento “dual in line” de 8 e 14 pinos (DIL-8 e DIL-14). No diagrama da figura estão também representadas as ligações internas (que dependem do fabricante, do modelo e da caixa; indicadas nas folhas de características do componente – “data sheets”).



Principais Limitações dos Amplificadores Operacionais

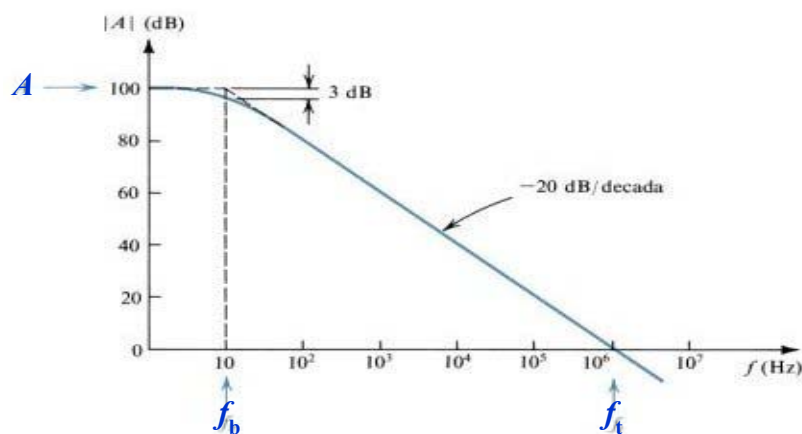
O AMPOP é um componente com duas entradas e uma saída. Idealmente, os terminais de entrada têm uma impedância muito elevada (que pode considerar-se como infinita) semelhantes à impedância de entrada de um voltímetro. Esta característica torna a escolha óbvia na construção de circuitos de interface, pois não altera significativamente o funcionamento do circuito que está a monitorizar. Geralmente, as entradas do AMPOP são transístores MOS, o que lhe confere correntes de entrada desprezáveis e impedâncias de entrada muito elevadas, que deste modo não carregam a saída do bloco precedente. O terminal de saída do AMPOP é desenhado de forma a poder fornecer, facilmente, corrente sendo, tipicamente, dimensionado de modo a conseguir atacar os andares seguintes com o menor dispêndio de energia possível. A capacidade de fornecer corrente sem degradar os valores da tensão de saída traduz-se numa baixa impedância de saída.

Tensão de offset

Em geral, quando $v_+ = v_-$, a saída não é zero. A tensão de offset é a diferença de potencial aplicada às entradas do AMPOP (entre o terminal v_+ e v_-) de modo a obter uma tensão de saída igual a zero. Esta não idealidade do AMPOP deve-se essencialmente ao *desemparelhamento* do par diferencial de entrada do AMPOP (ver página anterior).

Limitação de ganho

O valor do ganho estático (ganho à frequência zero, i.e., ganho DC) do AMPOP não é infinito, tipicamente varia entre 40 dB (100) e 100 dB (100000). O desvio na tensão de saída associado a esta limitação é inversamente proporcional ao valor do ganho. Como mostra a figura abaixo, o ganho dinâmico do AMPOP diminui com a frequência.



Largura de banda finita e produto ganho-largura de banda

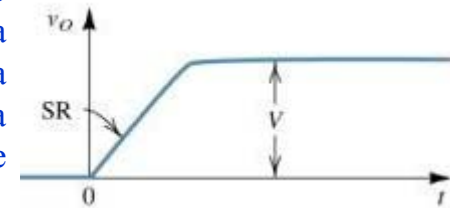
A existência de capacidades parasitas nos terminais do AMPOP e nos seus nós internos faz com que, a partir de determinada frequência (representada na figura ao lado como f_b , tipicamente entre 10 kHz e 10 MHz), o ganho do amplificador diminua consideravelmente até se tornar inferior a um, i.e., menor que 0 dB. Define-se a largura de banda do AMPOP como o intervalo de frequências para o qual o ganho é superior à unidade, ou seja 0 dB, que na figura corresponde a $[0, f_t]$, sendo neste caso a largura de banda igual a f_t .

Um parâmetro importante é o **produto ganho-largura de banda**.

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

“Slew-rate”

Esta é uma característica não linear do AMPOP que está relacionada com a corrente máxima que o AMPOP consegue fornecer na saída. Esta limitação traduz-se na existência de um máximo para dv_o/dt , ou seja por um declive máximo da tensão de saída do AMPOP. Os valores típicos são da ordem dos 10 V/ms a 1000 V/ms. A forma mais comum de medir a *slew-rate* é observando a resposta do AMPOP em montagem seguidora a uma tensão em degrau. A máxima derivada da tensão de saída – na figura assinalada como SR – corresponde à *slew-rate*.



Impedância de saída

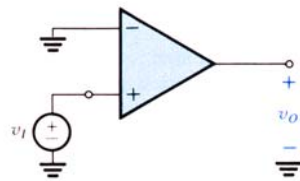
Apesar de ser desejável que os AMPOPs apresentem baixa impedância de saída, isso implica um elevado consumo de potência. Desta forma o dimensionamento é, geralmente, um compromisso entre o valor da impedância de saída e o consumo. Assim, os AMPOP comuns têm, frequentemente, impedâncias de saída relativamente elevadas (da ordem de 1 k Ω a 100 k Ω). Contudo, em cada aplicação, a escolha do AMPOP deve ter em conta a impedância da carga que o AMPOP vai atacar, de forma a que a sua operação não seja prejudicada por uma impedância de carga demasiado baixa (quando comparada com a impedância de saída do AMPOP).

Efeito das limitações do AMPOP em circuitos práticos

Quando usados na construção de conversores, filtros activos, montagens de ganho, o efeito destas não idealidades, relativamente ao modelo ideal do AMPOP, é frequentemente determinante no desempenho destes sistemas. O efeito da tensão de *offset* e da limitação de ganho na generalidade das montagens re-alimentadas, faz-se sentir num erro na tensão de saída da ordem de grandeza da tensão de *offset* (tipicamente entre 1 mV e 100 mV), e/ou da ordem de grandeza do inverso do ganho estático do AMPOP. Esta limitação determina frequentemente a resolução máxima que se pode obter (e.g., no caso dos conversores A/D ou D/A). Por sua vez, a limitação na largura de banda (e ocasionalmente a *slew-rate*) determinam a velocidade máxima de operação do AMPOP, i.e., a frequência máxima dos sinais de entrada e saída ou a velocidade de comutação do amplificador. Esta não idealidade determina, geralmente, a velocidade máxima na implementação de conversores A/D e D/A ou a frequência máxima de operação no caso de filtros activos e montagens de ganho.

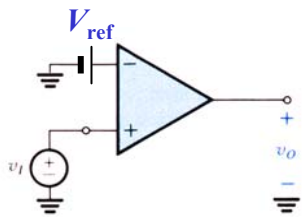
(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

O AMPOP como Detector de Zero (ver guia do trabalho 3)



A aplicação mais simples do AMPOP é na realização de um circuito detector de zero como o apresentado na figura ao lado. Consiste em ligar um dos terminais ao comum do circuito e o sinal a analisar ao outro terminal de entrada. Neste exemplo o terminal v_- do AMPOP é ligado à massa e o terminal v_+ a uma fonte de sinal sinusoidal. Como acontece nos demais circuitos *não-realimentados*, o AMPOP opera na zona não-linear (saturação).

Neste caso, para valores de v_i inferiores a 0 V a diferença de potencial ($v_+ - v_-$) é negativa, pelo que o dispositivo satura negativamente, i.e., $v_o = -V_{CC}$. Reciprocamente, para valores de v_i superiores a 0 V, a ddp à entrada ($v_+ - v_-$) é positiva e o dispositivo satura positivamente, i.e., $v_o = V_{CC}$. Este circuito é usado para detectar a alteração de polaridade (passagem por zero) do sinal de entrada e gerar um *bit* com a informação correspondente à passagem por zero do sinal de entrada [e.g. **1** (um) – quando o sinal passa de negativo a positivo; **0** (zero) – quando o sinal passa de positivo a negativo].



O AMPOP como Comparador

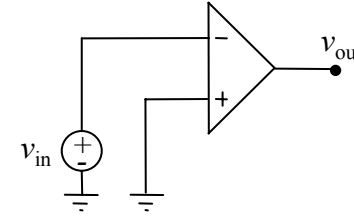
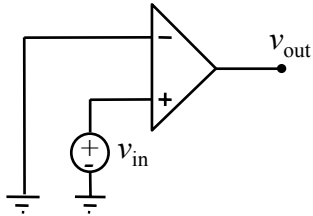
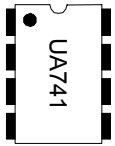
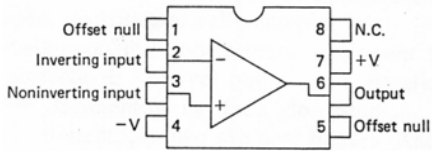
Outra aplicação simples do AMPOP é na implementação de um circuito comparador como o apresentado na figura ao lado. Consiste em ligar um dos terminais a uma tensão de referência e o outro terminal ao sinal a analisar. Neste exemplo uma fonte de tensão V_{ref} é ligada ao terminal v_- do AMPOP e o terminal v_+ a uma fonte de sinal sinusoidal. Como acontece no circuito anterior, este também é um circuito *não-realimentados*, com o AMPOP operando na zona não-linear (saturação).

Neste caso, para valores de v_i inferiores a V_{ref} a diferença de potencial ($v_+ - v_-$) é negativa, pelo que o dispositivo satura negativamente. Reciprocamente, para valores de v_i superiores a V_{ref} a ddp à entrada ($v_+ - v_-$) é positiva e o dispositivo satura positivamente. Tipicamente, este circuito é usado para comparar dois sinais (ou níveis de tensão) e gerar um *bit* com a informação correspondente à ordem relativa dos valores de tensão dos sinais (e.g. *Alto* – A maior que B, *Baixo* – A menor que B). Geralmente um dos níveis de tensão a comparar é uma tensão constante (e.g., conversores A/D e D/A). A presença de ruído em qualquer dos terminais pode provocar erros na determinação do valor lógico do nível de saída do AMPOP, pelo que existem vantagens em introduzir algumas alterações ao circuito de modo a realizar um comparador *Schmitt-trigger*, que será analisado mais adiante.

Montagens em Malha Aberta na Placa de Teste

(Montagens sem re-alimentação: detector de zero)

(ver guia do trabalho 3)



sinal de saída
 canal 2
 osciloscópio

sinal de saída
 canal 2
 osciloscópio

Placa de teste

V_{CC+}
+15 V

V_{CC+}
+15 V

sinal do
 gerador
 canal 1
 osciloscópio

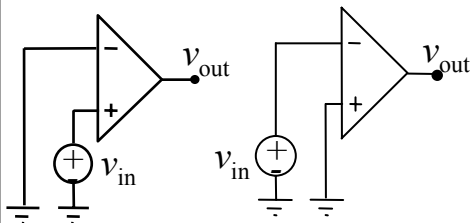
sinal do
 gerador
 canal 1
 osciloscópio

V_{CC-}
-15 V

V_{CC-}
-15 V

terra do
 gerador
 osciloscópio

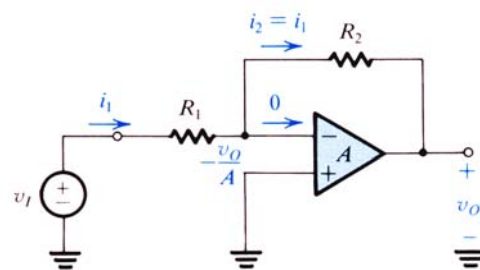
terra do
 gerador
 osciloscópio



O AMPOP com Re-alimentação

As montagens com amplificador operacional da figura ao lado, montagens em malha aberta, só são utilizáveis para amplificação linear quando a amplitude do sinal de entrada é extremamente pequena: $(v_+ - v_-) < |V_{CC}|/A$, porque, em geral, $|V_{CC}| < 20 \text{ V}$ e $A \gg 1$. Tipicamente, $(v_+ - v_-)$ máxima é da ordem de dezenas de microvolt. A aplicação do amplificador operacional em malha aberta seria muito maior se o respectivo ganho fosse bastante menor.

Contudo, é possível, através da adição de uma **malha externa** às montagens anteriores, controlar o ganho efectivo do circuito global (amp-op em malha aberta + malha externa) e, simultaneamente, outras características do amplificador. Pode-se obter um ganho efectivo, praticamente, independente do ganho do amp-op em malha aberta, utilizando o conceito de **re-alimentação negativa** (“negative feedback”). A independência do ganho efectivo é tanto maior quanto maior for o ganho em malha aberta.



$$v_o/v_i = -R_2/R_1$$

Diz-se que um ampop está **re-alimentado** quando há a injeção de parte do sinal de saída numa das entradas, tipicamente através de uma resistência ou de um condensador (ver exemplo na figura ao lado, onde R_2 actua como elemento de re-alimentação). A **re-alimentação é negativa** se a fracção do sinal de saída for aplicada à entrada inversora. As montagens amplificadoras com **re-alimentação negativa** são estáveis e, geralmente, **operam na zona linear**. Estas montagens são as mais comuns. A re-alimentação negativa altera significativamente o ganho, a largura de banda, e as impedâncias de entrada e de saída das montagens. Por exemplo, o ganho efectivo final da montagem é tanto mais independente do ganho em malha aberta quanto maior for este.

Algumas montagens com funções lineares genéricas como somar, subtrair e escalar (i.e. multiplicar por um ganho) podem ser realizadas à custa de circuitos simples com um AMPOP e algumas resistências: **circuitos lineares**. A generalidade das montagens com AMPOPs estão dentro deste grupo, nomeadamente as montagens de ganho, filtros activos, somador, e subtrator, entre outros.

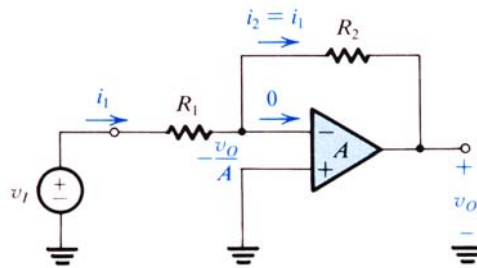
Nas montagens amplificadoras com **re-alimentação positiva** uma fracção do sinal de saída é **aplicada à entrada não-inversora**. Em geral, estas montagens são instáveis, podendo oscilar **entre as duas zonas de saturação do amplificador**. Os exemplos mais comuns de aplicações que tiram partido deste comportamento são os circuitos osciladores multivibradores, como o oscilador de *Wien* ou o *aestável*. Outro exemplo é o comparador *Schmitt-trigger* (este circuito tem dois estados estáveis e uma zona de *histerese*, sendo por vezes referido como circuito bi-estável).

O AMPOP com Re-alimentação Negativa: Circuitos Lineares

Em montagens com re-alimentação negativa, desde que a tensão de saída seja inferior às tensões de alimentação, o AMPOP está na zona linear, e são válidas as seguintes relações: $v_+ \cong v_-$, $i_- = i_+ = 0$. Em circuitos em que o sinal a amplificar é aplicado à entrada inversora (circuitos não diferenciais), é usual o terminal v_+ estar ligado à massa, directamente ou através de uma resistência, pelo que, devido ao ganho elevado do AMPOP, v_- está ao potencial da massa: isto é, $v_- \cong v_+ \sim 0$ V. Nesta situação é comum designar o terminal v_- como **massa virtual**, dado que, embora não esteja ligado à massa (como acontece com v_+) a sua tensão é aproximadamente 0 V.

Na análise dos circuitos com ampops consideram-se os ampops ideais, i.e., em malha aberta os ampops apresentam as seguintes características: resistência de entrada infinita, ganho infinito e resistência de saída nula.

Montagem Inversora



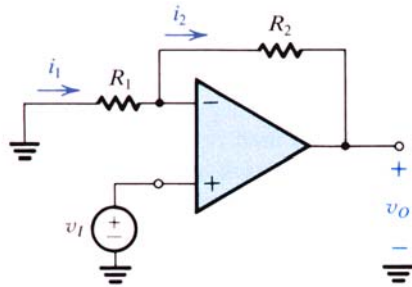
Esta montagem é usada para escalar um sinal. O sinal de entrada é multiplicado por um ganho negativo, pelo que a **polaridade é invertida**. O circuito é composto por um ampop em que a saída está ligada ao terminal v_- através da resistência de re-alimentação R_2 . Facilmente se deduz que a tensão de saída é igual à tensão de entrada multiplicada pela razão $-R_2/R_1$. O terminal v_- tem uma tensão muito baixa (tipicamente desprezável) cujo valor será $-v_o/A$, e pode ser considerada **uma massa virtual**. Desde que a tensão de saída não atinja as tensões de alimentação, o ampop está na zona linear, e são válidas as relações:

$$v_o/v_i = -R_2/R_1$$

$A_{v,amp} = \infty$, $v_- \cong v_+ = 0$ V, $i_+ = i_- = 0$, $i_1 = i_2 = (v_i - v_-)/R_1$, $i_2 = -v_o/R_2$, $R_{i,amp} = \infty$, $i_+ = i_- = 0$, $v_+/R_1 = -v_o/R_2$,
obtendo-se: $v_o = -i_1 R_2 = -(v_i/R_1) R_2 = -(R_2/R_1) v_i$.

A resistência de entrada desta montagem é $\sim R_1$ (geralmente, é muito inferior à resistência de entrada do ampop em malha aberta). A resistência de saída da montagem é, em geral, muito inferior à resistência de saída do ampop em malha aberta. A resistência de re-alimentação R_2 está alimentada por uma fonte de corrente $i_1 = v_i/R_1$. A montagem comporta-se como um amplificador de **transresistência/transimpedância**: $v_o \propto i_1$. O ganho de transresistência é: $A_{tr} = v_o/i_1 = -R_2$.

Montagem Não-Inversora



$$v_o/v_i = 1 + R_2/R_1$$

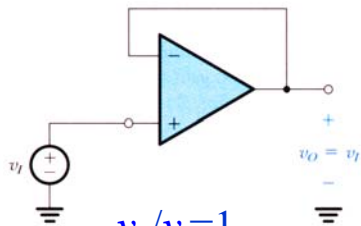
Esta montagem é semelhante à montagem anterior. No entanto, o sinal de entrada é, neste caso, multiplicado por um ganho positivo, pelo que a **polaridade não é invertida**. O terminal v_- acompanha a tensão de entrada $v_+ = v_i$, pelo que facilmente se deduz que a tensão de saída é igual à tensão de entrada multiplicada pela razão $(R_2 + R_1)/R_1$. Assim, desde que a tensão de saída não atinja as tensões de alimentação, são válidas as relações:

$$A_{v,amp} = \infty, v_- \cong v_+ = v_i, R_{i,amp} = \infty, i_- = i_+ = 0, v_- = v_o R_1 / (R_1 + R_2), i_1 = -v_- / R_1 = -v_i / R_1, i_1 = i_2 = (v_i - v_o) / R_2,$$

obtendo-se: $v_o = (1 + R_2/R_1)v_i$.

A resistência de entrada desta montagem é, geralmente, **muito superior à resistência de entrada do ampop em malha aberta**. A resistência de saída da montagem é, em geral, inferior à resistência de saída do ampop em malha aberta.

Montagem Seguidora com AMPOP



$$v_o/v_i = 1$$

O circuito seguidor representado na figura ao lado é um circuito tão simples quanto prático. É composto apenas por um ampop em que a saída está ligada ao terminal v_- . Facilmente se deduz que a tensão de saída, que é igual a v_+ , acompanha a tensão no terminal v_+ desde que não sejam atingidas as tensões de alimentação do ampop (caso em que o dispositivo entra na zona de saturação):

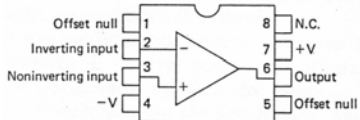
$$v_o = v_- = v_+ = v_i, \text{ isto é, } A_v \cong 1.$$

A montagem seguidora comporta-se como um amplificador de corrente.

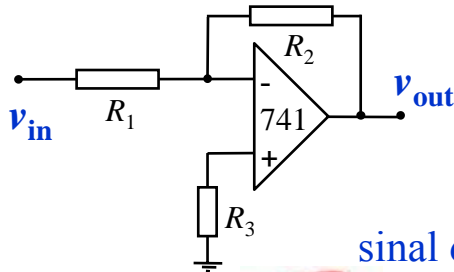
Esta montagem tem como principal função tirar partido da elevada impedância de entrada e da pequena impedância de saída do ampop de modo a isolar electricamente dois blocos de circuitos independentes ligados em cascata. É muitas vezes usada como bloco de saída de variados circuitos eléctricos ou como **circuito tampão/interface** entre dois circuitos.

Montagens com Re-alimentação na Placa de Teste

(ver guia do trabalho 4)

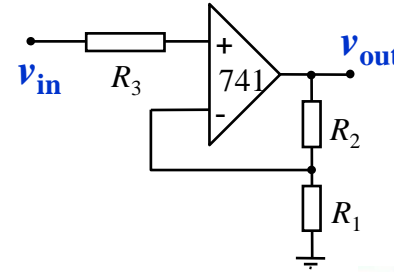


Montagem Inversora



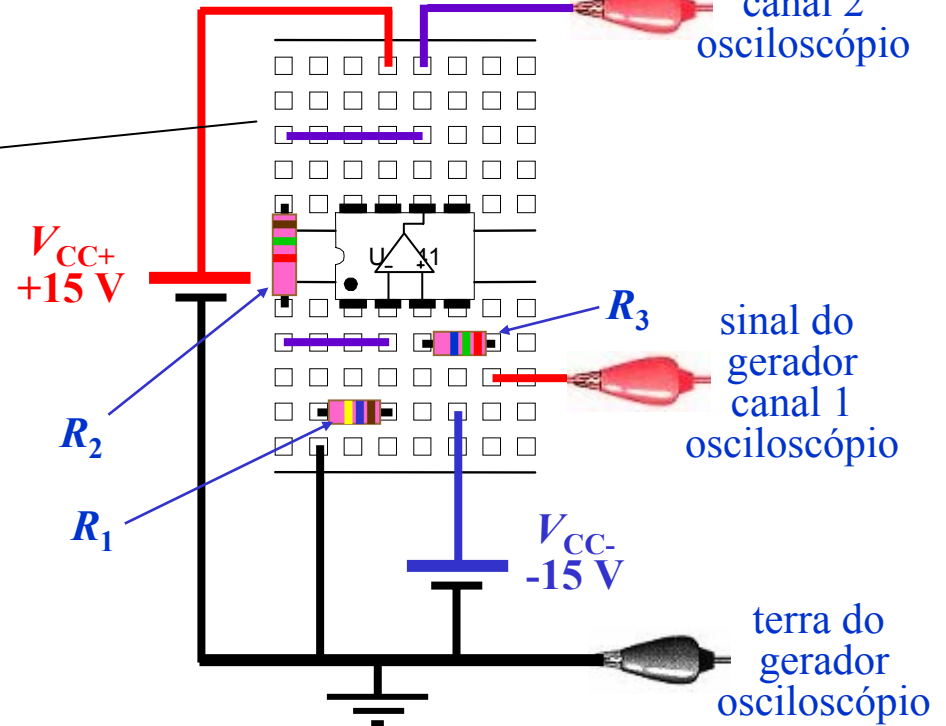
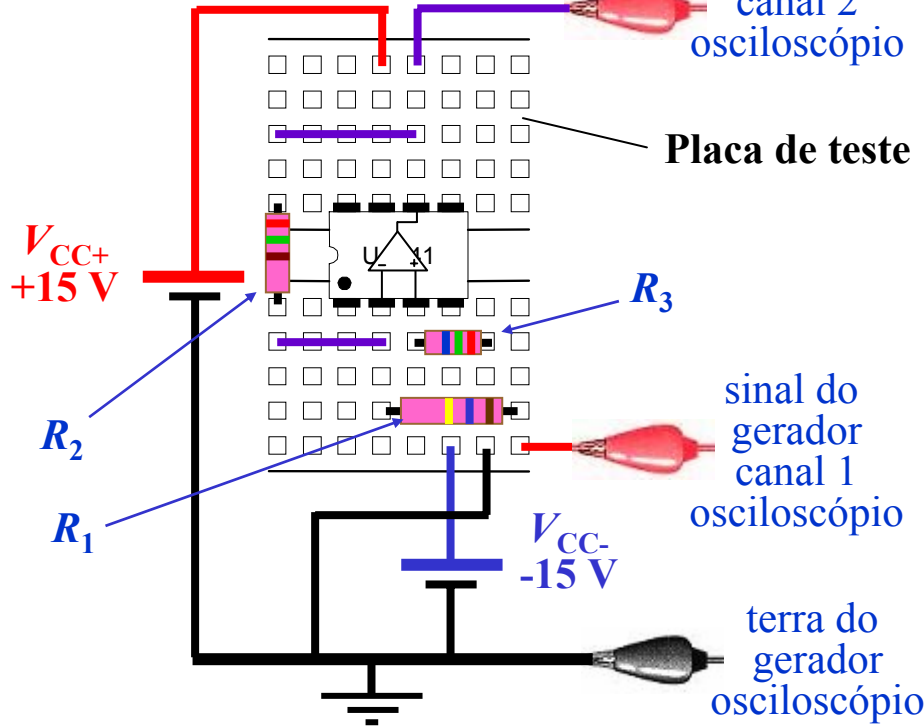
sinal de saída
 canal 2
 osciloscópio

Montagem Não-Inversora



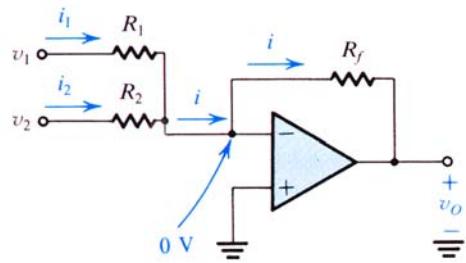
sinal de saída
 canal 2
 osciloscópio

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)



Circuitos Operativos com AMPOPs

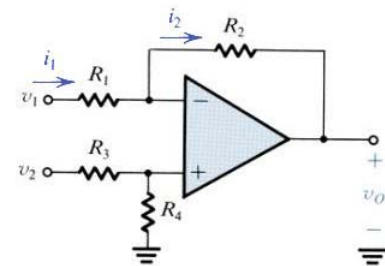
É possível usando circuitos com amp-ops realizar operações matemáticas, de diferentes níveis de complexidade, sobre sinais. Estes circuitos constituíam a base dos antigos computadores analógicos (completamente ultrapassados pelos computadores digitais). As operações incluem a soma, a subtracção, o produto, a divisão, a diferenciação, a integração de funções, e a resolução de sistemas de equações diferenciais com várias incógnitas.



Circuito Somador com AMPOP

Nesta montagem a tensão de saída é proporcional à soma dos sinais aplicados às entradas (neste caso duas). Considerem-se v_1 e v_2 como os dois sinais genéricos aplicados à entrada inversora do circuito. Tendo em conta a lei dos nós, verifica-se que as correntes i_1 e i_2 , proporcionais às entradas v_1 e v_2 , respectivamente, são somadas no nó v_- , dando origem à corrente i , que impõe a tensão de saída através da resistência de re-alimentação R_f .

Como o terminal v_+ está ligado à massa, o terminal v_- pode ser considerado uma massa virtual: $v_- \cong v_+ = 0$ V. Assim, e desde que a tensão de saída seja inferior às tensões de alimentação, são válidas as seguintes equações: $v_- \cong v_+ = 0$ V, $i_1 = v_1/R_1$, $i_2 = v_2/R_2$, $v_0 = -i \cdot R_f$, $i_f = i_1 + i_2$, obtendo-se: $v_0 = -R_f(v_1/R_1 + v_2/R_2)$. O comportamento é muito semelhante ao da montagem inversora. Como se verifica, a saída é a soma ponderada das tensões de entrada (embora com polaridade invertida). Tipicamente **são utilizados valores de R_1 , R_2 e R_f iguais de modo que v_0 seja igual à soma de v_1 com v_2 .**



Circuito Subtractor com AMPOP

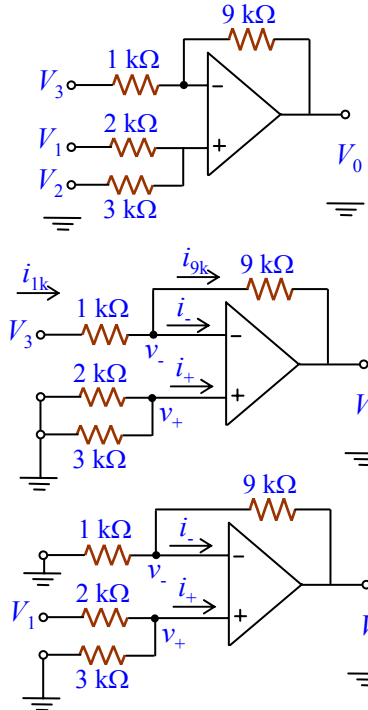
Este circuito com duas entradas é semelhante ao somador e é usado para subtrair dois sinais v_1 e v_2 . A resolução deste circuito é bastante facilitada se se usar o princípio de sobreposição, tendo em atenção que a tensão no terminal v_+ é imposta pelo divisor resistivo R_3 e R_4 , e que a tensão no terminal v_- é igual à tensão em v_+ desde que o amp-op não entre na zona de saturação. Assim são válidas as relações $v_+ \cong v_- = [R_4/(R_3+R_4)]v_2$, $i_1 = (v_1 - v_-)/R_1$, $i_1 = i_2 = (v_- - v_0)/R_2$, donde resulta:

$$v_0 = -(R_2/R_1)v_1 + [R_4/(R_3+R_4)][(R_1+R_2)/R_1]v_2.$$

A tensão de saída é a subtracção ponderada das tensões de entrada. Se os valores das resistências utilizadas forem todos iguais (i.e., $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$), a **saída v_0** é igual a $v_2 - v_1$, i.e., a subtracção entre os dois sinais de entrada.

Exercícios

1. Considerando que o ganho e a resistência interna do amplificador são muito elevados, determine a tensão de saída para o circuito abaixo. Justifique todas as aproximações que realize.



A resolução é simples se se aplicar o princípio da sobreposição. Tendo em conta que a resistência de entrada e o ganho em malha aberta são muito elevados e admitindo o funcionamento do amp-op no regime linear, verifica-se que $v_+ \cong v_-$ e $i_+ = i_- \cong 0$.

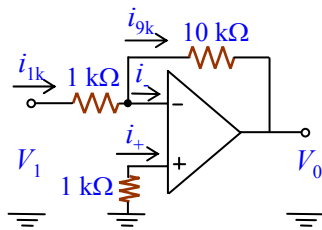
Começando por considerar primeiro o efeito da tensão v_3 (curto-circuitando as outras duas fontes) - **desenhar o circuito na folha de respostas** - obtém-se a montagem amplificadora inversora: $v_+ = 0 \text{ V} \Rightarrow v_+ \approx 0 \text{ V}$ (terra virtual). Assim: $i_{1k} = v_3/1k$ e $v_{03} = v_- - 9ki_{1k} = -9v_3$, $v_{03} = -9v_3$.

Efeito da tensão v_1 (curto-circuitando as outras duas fontes - **desenhar o circuito na folha de respostas**): tendo em conta as propriedades do amp-op referidas atrás, a tensão na entrada não-inversora é dada por: $v_+ = v_1 \times 3k / (2k + 3k) = 3/5 \times v_1$ (divisor de tensão). Como $v_+ = v_-$ e $v_- = v_{01} \times 1k / (1k + 9k)$ [divisor de tensão], obtém-se $v_{01} = (1k + 9k) / 1k \times 3/5 \times v_1 = 6v_1$ (ver amplificador não-inversor).

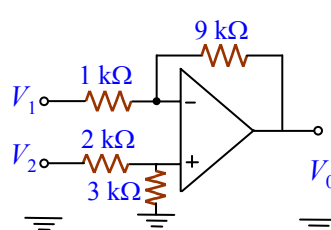
Efeito da tensão v_2 (curto-circuitando as outras duas fontes - **desenhar o circuito na folha de respostas**): tendo em conta as propriedades do amp-op referidas atrás, a tensão na entrada não-inversora é dada por: $v_+ = v_2 \times 2k / (2k + 3k) = 2/5 \times v_2$ (divisor de tensão), como $v_+ = v_-$ e $v_- = v_{02} \times 1k / (1k + 9k)$ [divisor de tensão], obtém-se $v_{02} = (1k + 9k) / 1k \times 2/5 \times v_2 = 4v_2$ (ver amplificador não-inversor).

Da soma de todos os “efeitos” resulta $v_0 = 6v_1 + 4v_2 - 9v_3$.
Sempre que o circuito seja significativamente simplificado/alterado deve ser redesenhado na folha de respostas do exame.

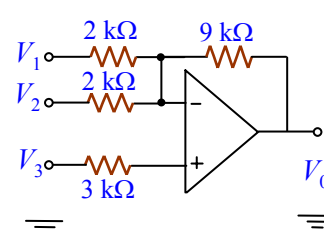
2. Determine a tensão de saída para os circuitos abaixo. Justifique todas as aproximações que realize.



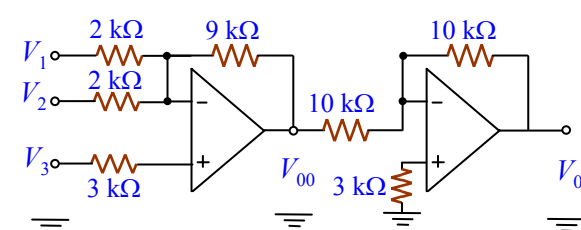
$$V_0 = -10V_1$$



$$V_0 = +6V_2 - 9V_1$$

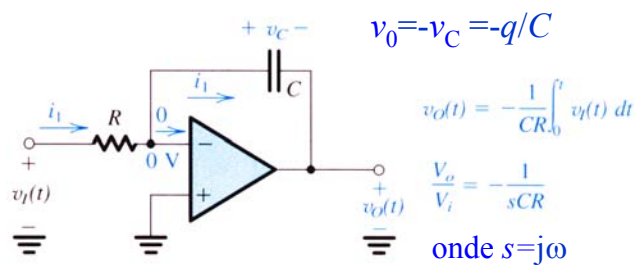


$$V_0 = +10V_3 - 5V_1 - 5V_2$$



$$V_0 = -V_{00} = -10V_3 + 5V_1 + 5V_2$$

Montagem Integradora com AMPOP

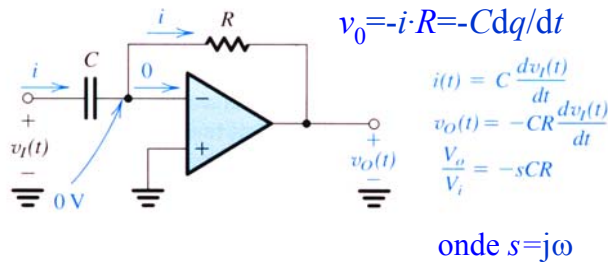


O circuito integrador é um bloco fundamental na implementação de filtros RC activos. Esta montagem pode ser analisada de um modo muito simples se for comparada com a montagem inversora. Assim, substituindo R_2 pela impedância equivalente do condensador C , são válidas as relações $v_- \cong v_+ = 0 \text{ V}$, $i_1 = v_i/R$, $i_1 = i_2 = -v_0/Z_C$, obtendo-se: $v_0 = -(1/j\omega CR) v_i$.

O ganho da montagem é: $|v_0/v_i| = (1/\omega CR)$.

A tensão de saída é proporcional ao integral do sinal de tensão aplicado à entrada. O ganho do integrador é $1/\omega RC$, pelo que a saída será simétrica ao sinal de entrada integrado no tempo.

Montagem Diferenciadora com AMPOP



O circuito diferenciador também é usado na implementação de filtros RC-activos. O circuito pode igualmente ser analisado como uma montagem inversora em que R_1 é substituído pela impedância equivalente do condensador C , pelo que se tem $v_- \cong v_+ = 0 \text{ V}$, $i_1 = v_i/Z_C = j\omega C \cdot v_i$, $i = i_1 = i_2$, i.e., $v_i/Z_C = -v_0/R$, obtendo-se: $v_0 = -j\omega CR \cdot v_i$.

O ganho da montagem é: $|v_0/v_i| = \omega CR$.

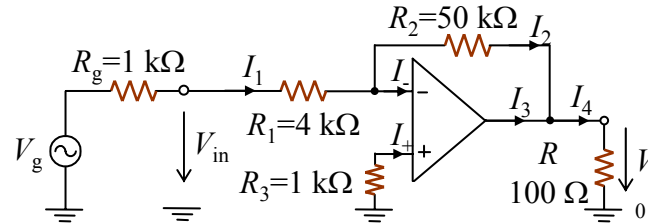
Deste modo, a tensão de saída é proporcional à derivada do sinal de tensão de entrada em ordem ao tempo. O ganho é ωRC , pelo que também neste caso a saída será simétrica à derivada temporal do sinal de entrada. Ter em atenção, como foi referido anteriormente, que os circuitos integradores e diferenciadores RC simples só executam bem a respectiva função para sinais com frequência num intervalo de frequências finito.

As montagens integradora e amplificadora com amp-ops seriam integradores e diferenciadores perfeitos se o ganho de tensão em malha aberta e a largura de banda fossem infinitos. Outra limitação é imposta pela tensão de alimentação, que é, em geral, $\pm 15 \text{ V}$.

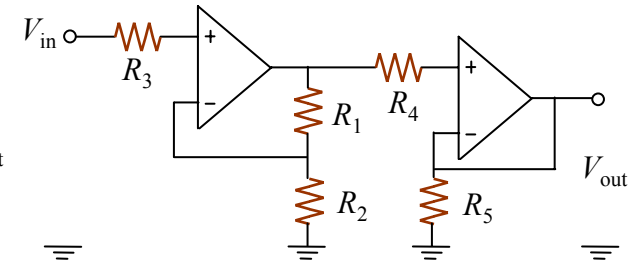
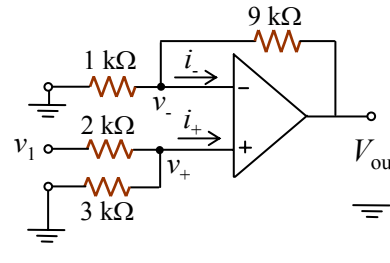
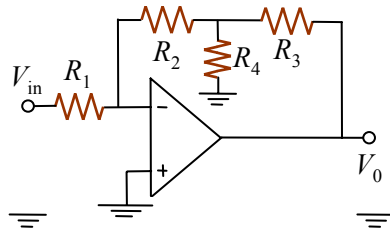
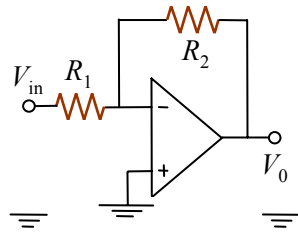
(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Exercícios

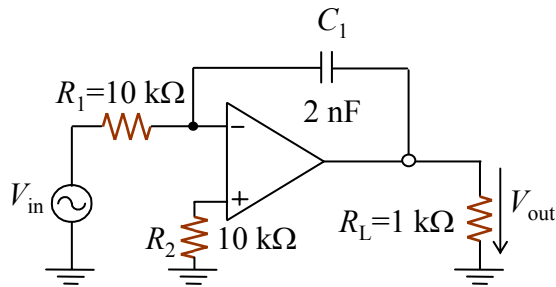
1. Considerando que o ganho e a resistência interna do amplificador são muito elevados, determine as amplitudes da tensão de entrada V_{in} , da tensão aos terminais da resistência de carga V_0 , e das correntes indicadas, assumindo $V_g=100$ mV. Repita o exercício considerando que a resistência do gerador R_g é zero. Justifique todas as aproximações que realize.



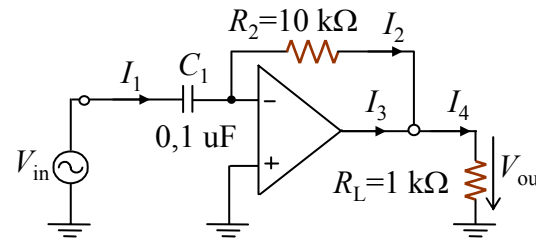
2. Determine a tensão de saída para os circuitos abaixo. Indique as vantagens do segundo circuito em relação ao primeiro. Justifique todas as aproximações que realize.



3. No circuito da Figura o sinal sinusoidal do gerador tem valor eficaz 100 mV e frequência 10 kHz. a) Calcule a tensão V_{out} . b) Esboce, com algum rigor, as tensões de saída e de entrada em função do tempo. Justifique todas as aproximações que realize.



4. No circuito da Figura o sinal sinusoidal do gerador tem amplitude 100 mV e frequência 10 kHz. a) Calcule a tensão V_{out} . b) Determine as correntes I_1 , I_2 , I_3 , e I_4 . c) Qual será a tensão diferencial se o ganho em malha aberta do amp-op for $A=100\ 000$?



Díodos e Aplicações

Microelectronics Circuits, A. S. Sedra & K. C. Smith, Saunders College Publishing,
capítulo 3

Díodo (do grego, “*duas vias*”): válvula termiónica muito usada como rectificador de corrente, constituída por dois eléctrodos (cátodo e ânodo) em gás nobre muito rarefeito; *dispositivo semiconductor substituto da válvula termiónica*; válvula termiónica constituída por um tubo de vácuo de vidro com dois eléctrodos (cátodo e ânodo), utilizada sobretudo para rectificar corrente alternada.

Rectificar v. tr. tornar recto; alinhar; tornar exacto; achar o comprimento de (uma curva); (fig.) corrigir; emendar; purificar (líquidos); converter (uma corrente alternada) em contínua. (Do fr. *rectifier*, «id.») Vd. ratificar.

Díodo de Junção Ideal

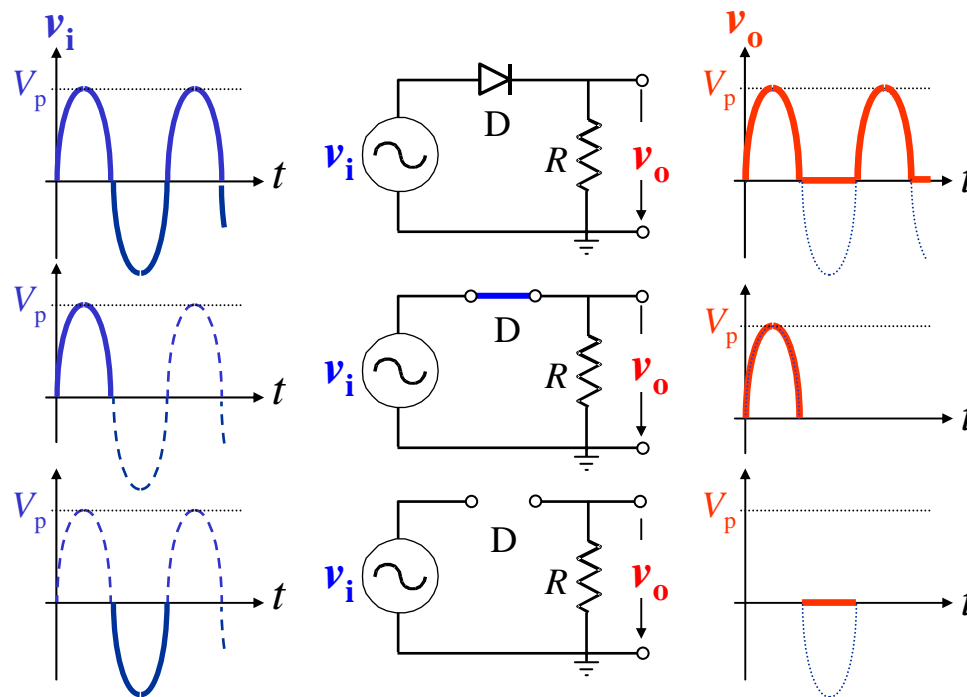
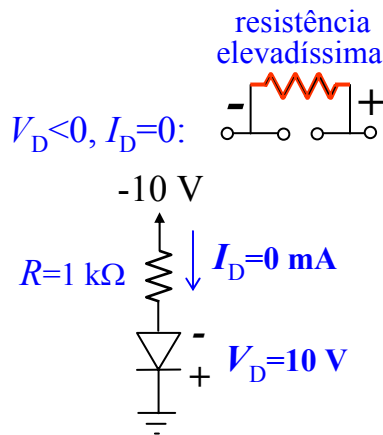
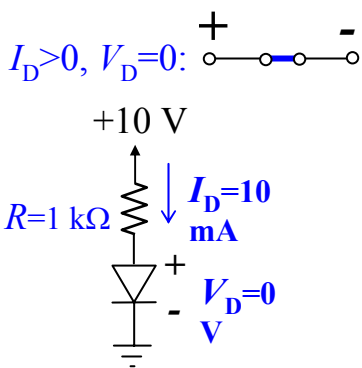
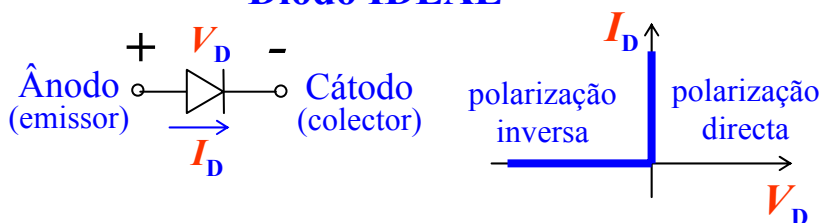
(Estudar guias dos 5º e 6º trab. Práticos.)

Até agora foram estudados circuitos lineares. Contudo, há várias funções que só podem ser desempenhadas por elementos/circuitos não-lineares. Os exemplos incluem a geração de uma corrente directa a partir de uma corrente alternada, bem como de outras formas de onda. Claro está que os circuitos digitais são, também, circuitos não-lineares.

O elemento não-linear mais simples e fundamental de um circuito não linear é o díodo rectificador. Tal como uma resistência, um díodo tem dois terminais. Porém, e ao contrário de uma resistência que apresenta uma relação corrente-tensão linear, o díodo apresenta uma característica I-V não-linear.

Um díodo rectificador consiste numa junção semicondutora *p-n*. Para além de poder funcionar como um díodo rectificador, a junção *p-n* é a base de muitos outros componentes electrónicos e optoelectrónicos de estado sólido, incluindo os transístores bipolares e os díodos laser.

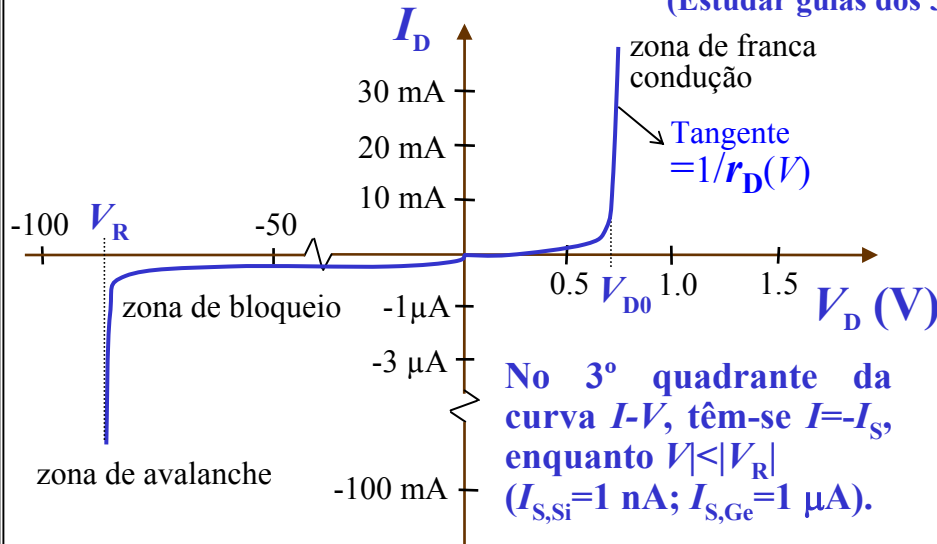
Díodo IDEAL



(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Característica Corrente-Tensão de uma Junção p-n de Si

(Estudar guias dos 5º e 6º trab. Práticos.)



A curva característica típica de um diodo de junção p-n apresenta três regiões distintas:

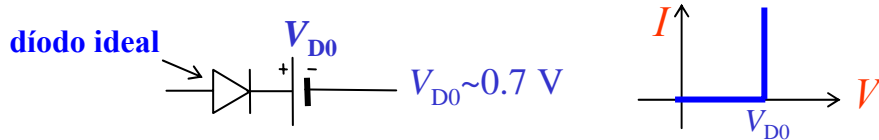
- região de polarização directa ($V > 0$)
- região de polarização inversa ($V < 0$)
- região de ruptura ou avalanche ($V \leq -V_R$)

V_R : Tensão de ruptura

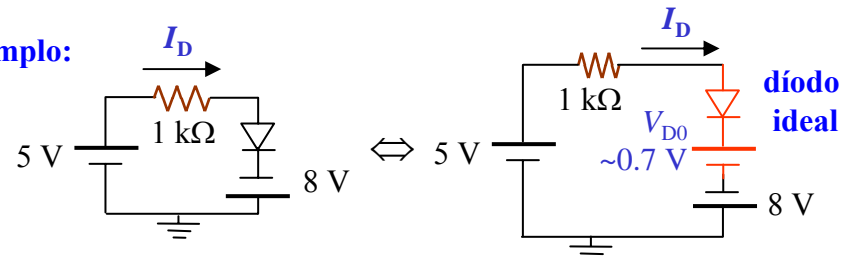
No 1º quadrante da característica I - V , a corrente é dada, aproximadamente, por:

$$I(V) \cong I_S \left[\exp\left(\frac{eV}{2k_B T}\right) - 1 \right], \text{ com } I_S \propto \exp\left(-\frac{eV_{D0}}{2k_B T}\right)$$

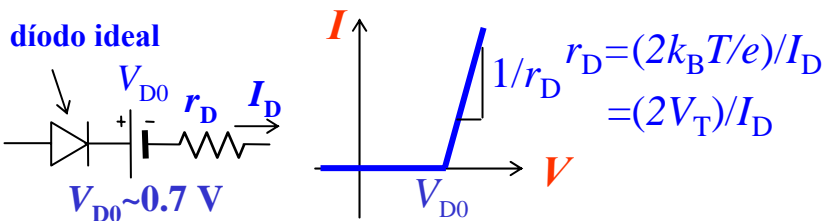
Modelo aproximado de um diodo de junção p-n



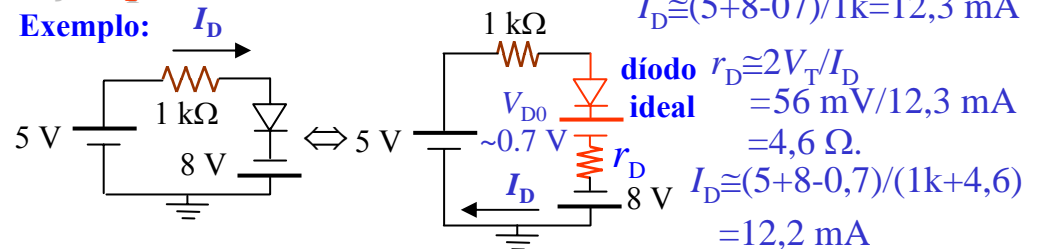
Exemplo:



Modelo de pequeno sinal de um diodo de junção p-n



Exemplo:

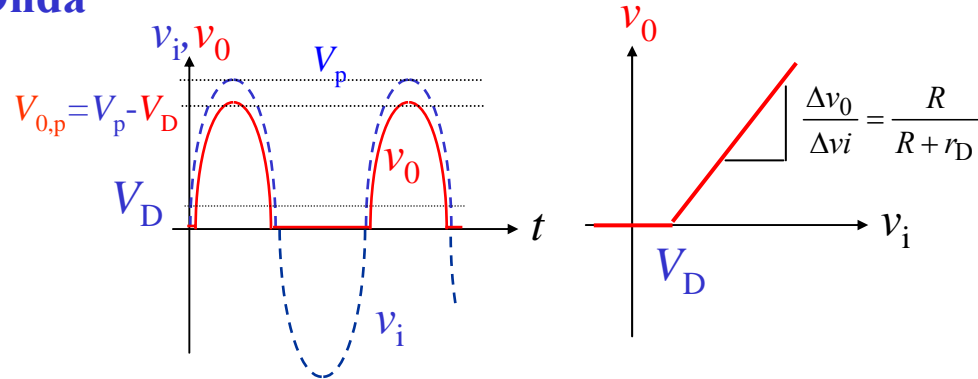
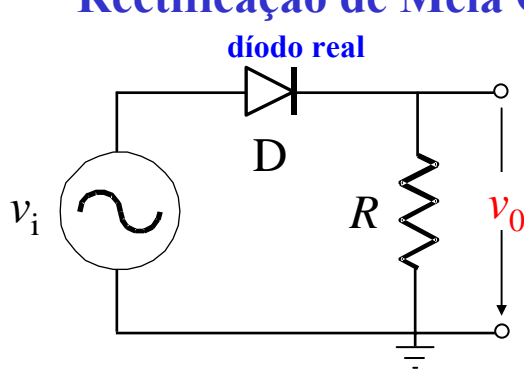


No que se segue, admi-ti-se que, quando em condução, o diodo apresenta aos seus terminais uma queda de tensão constante e igual a 0,7 V, podendo ou não ter-se em conta a sua resistência dinâmica.

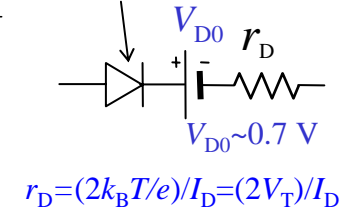
Díodo de Junção como Elemento Rectificador

(Estudar guia do 6º trab. Prático.)

Rectificação de Meia Onda

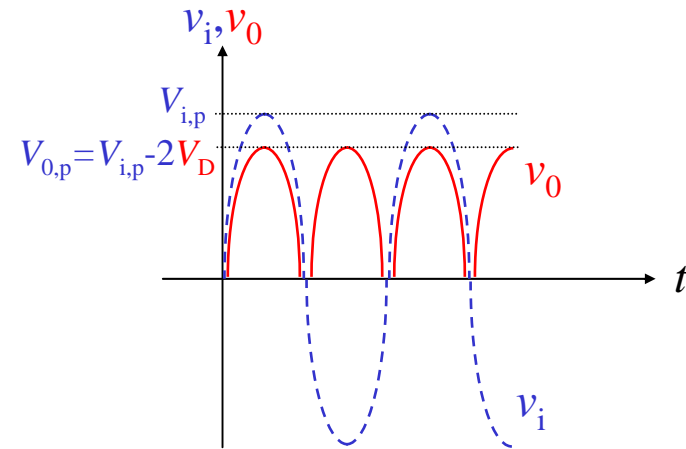
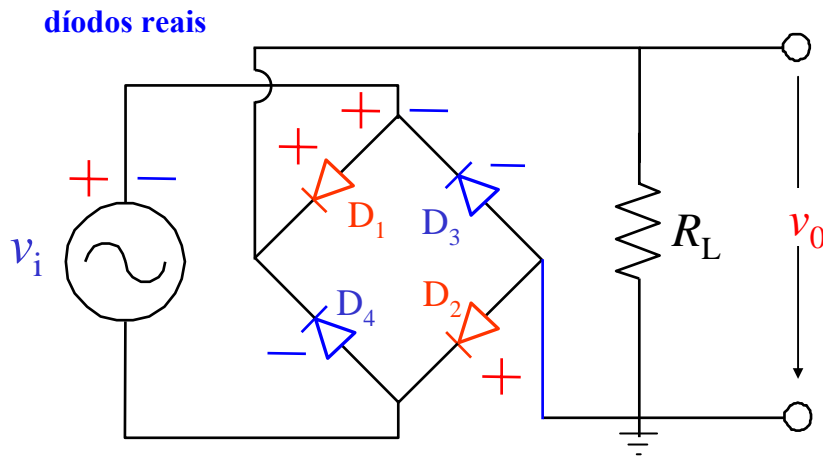


Modelo de pequeno sinal de um díodo díodo ideal



A representação gráfica da função $v_0(v_{in})$ chama-se **característica de transferência** do circuito; r_D indica a resistência do díodo, V_D representa a tensão aos terminais do elemento. (Ver procedimento experimental do 3º trab. Prático.)

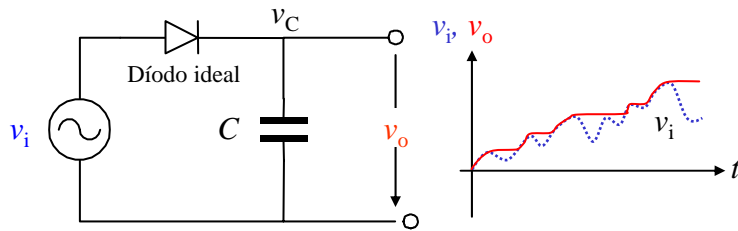
Rectificação de Onda completa



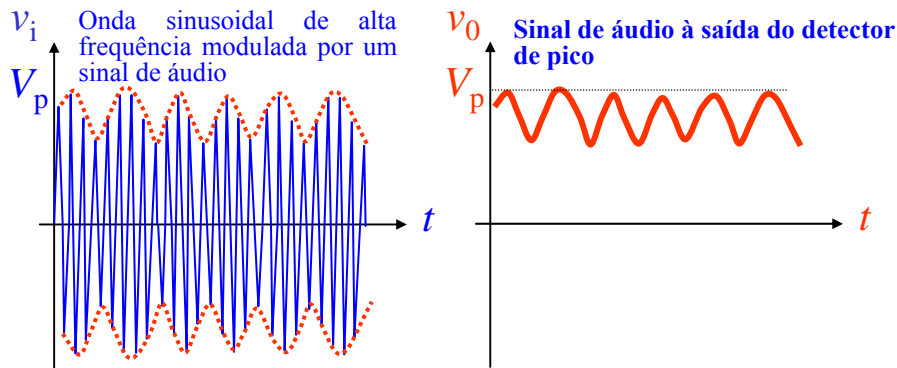
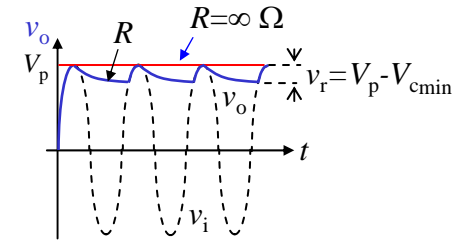
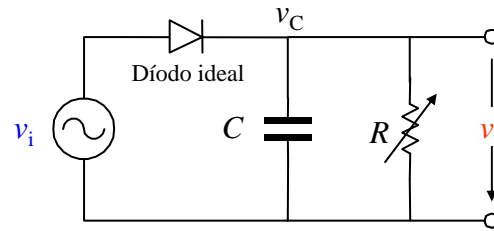
Outros Circuitos com Díodos

(Estudar guias dos 5º e 6º trab. Práticos.)

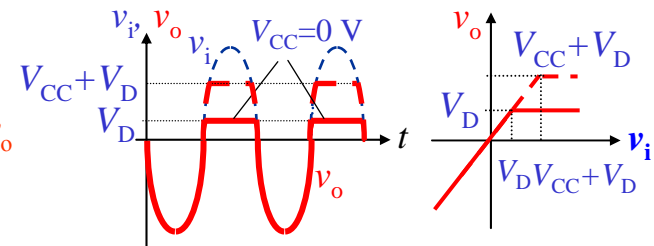
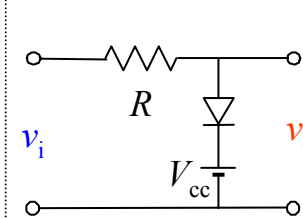
Detector de Pico



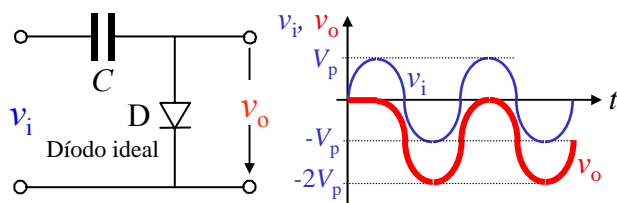
Rectificação com Filtragem – Desmodulador



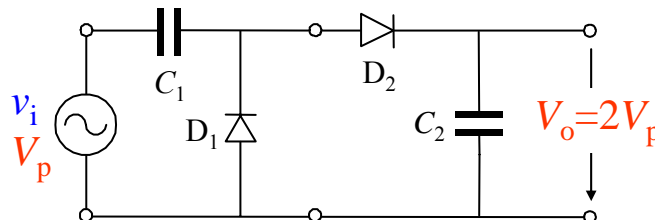
Circuito Limitador



Circuito Fixador de Nível



Duplicador e Multiplicador de Tensão



Da combinação dos circuitos fixador de nível e detector de pico, obtém-se um circuito que duplica da tensão de pico. Se o conjunto, com as devidas adaptações, for colocado em cascata, a tensão é sucessivamente aumentada.

Díodo Zener como Elemento Estabilizador/Regulador

Os **díodos zener** são junções *p-n* especialmente fabricadas para operarem na região de ruptura (ou de zener), i.e., na zona de polarização inversa onde a tensão se mantém praticamente constante, mesmo que a corrente varie significativamente. [Rever curva corrente-tensão de uma junção *p-n*.]

Considere o circuito da figura ao lado.

Se a carga estiver desligada, flui no díodo uma corrente inversa $I_{ZT} = (V_{CC} - V_{ZT})/R$.

Nestas condições dissipa-se no díodo uma potência $P = V_Z \cdot I_{ZT}$ (o conhecimento deste valor é fundamental para a escolha do díodo.) E se a tensão de alimentação se alterar? Da análise da característica na região de zener, verifica-se que variações significativas de corrente no díodo pouco influem no valor da tensão aos seus terminais. A **resistência dinâmica** (incremental, diferencial ou de zener) na região de zener, r_Z , é:

$$r_Z = \Delta V_Z / \Delta I_Z.$$

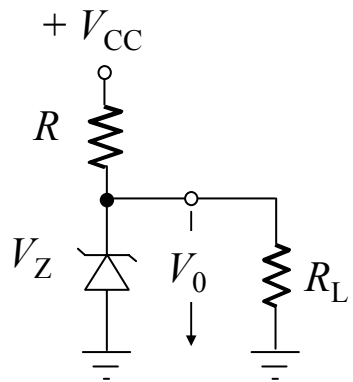
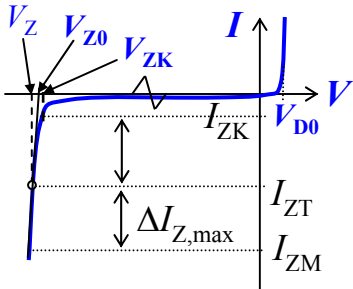
A resistência R e a resistência de zener **formam um divisor de tensão**, e como r_Z é, em geral, muito pequena, quando comparada com R , as flutuações de tensão no díodo, devidas às variações da tensão de alimentação, são bastante atenuadas (admitindo, claro, que o díodo continua a operar na região de ruptura ou de avalanche, i.e., $I_Z \geq I_{ZK}$): $\Delta V_Z = r_Z / (r_Z + R) \cdot \Delta V_{CC}$; $\Delta V_Z = r_Z \cdot \Delta I_Z$; $V_R(I_Z) = V_{CC} - V_Z$; $V_{CC} = I_Z \cdot R + V_0$.

Ligando a carga R_L , a corrente no díodo vai diminuir. Para que o díodo zener continue a desempenhar a sua função, é essencial que a corrente que percorre o díodo seja suficiente para manter o díodo na região de ruptura ou avalanche, i.e., $I_Z \geq I_{ZK}$. Assumindo que $V_Z \geq V_{ZK}$, em R_L vai circular a corrente $I_L = V_Z / R_L$: $V_{CC} = I_R \cdot R + R_L \cdot I_L$ com $I_Z = I_R - I_L$.

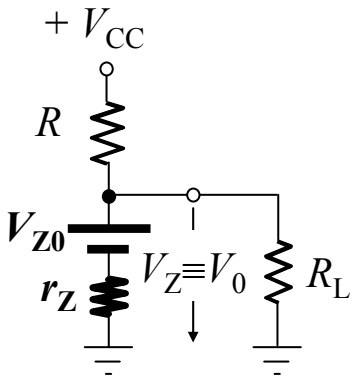
IMPORTANTE

O raciocínio só é válido se o valor de $I_Z (= I_{ZT} - I_L)$ assegurar a manutenção do díodo na zona de avalanche, i.e., se $I_Z \geq I_{ZK}$. Assim, qualquer alteração da resistência de carga que não desvie o ponto de funcionamento do zener da região (I_{ZK} , I_{ZM}), não altera o bom funcionamento do regulador, i.e., não varia significativamente V_0 . É conveniente, antes de usar um zener, verificar a respectiva característica I-V.

Região de ruptura ou de zener

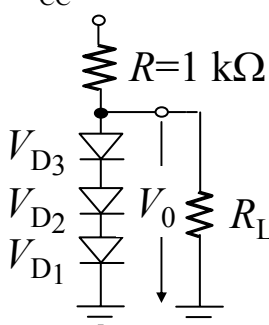


Modelo do Circuito



(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

$V_{CC}=10\text{ V} \pm 10\%$



E se a tensão a regular for baixa? Os díodos zener apresentam transições pouco abruptas, e não são, portanto, a escolha mais favorável. Neste caso, a situação pode ser melhorada usando um número conveniente de díodos “normais” associados em série, polarizados directamente. No caso da Figura ao lado tem-se $V_0=V_{D1}+V_{D2}+V_{D3}$.

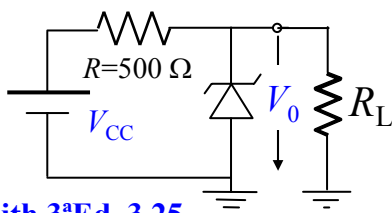
Exercícios: Reguladores de Tensão

Exercício 1: Considere o circuito ao lado. Os três díodos, quando em franca condução, garantem que $V_0 \approx 2.1\text{ V}$. Determine a variação percentual da tensão regulada, em aberto e com uma carga de $1\text{ k}\Omega$, quando a tensão de alimentação varia $\pm 10\%$. Tome $r_D = 6.3\ \Omega$. **Sol:** $\Delta V_0(\Delta V_{CC}=2\text{ V}) = -37.1\text{ mV}$ e $\Delta V_0 = -39.7\text{ mV}$.

Sedra & Smith 3ªEd, 3.21

Exercício 2: O díodo zener no circuito abaixo apresenta as seguintes características: $V_{ZT}=6.8\text{ V}$ para $I_{ZT}=5\text{ mA}$, $r_Z=20\ \Omega$ e $I_{ZK}=0.2\text{ mA}$. A tensão V_{CC} com $+10\text{ V}$ nominais, pode apresentar uma variação de $\pm 1\text{ V}$.

Determine V_0 com V_{CC} à tensão nominal, e a variação de V_0 resultante da variação $\pm 1\text{ V}$ de V_{CC} . Calcule a variação em V_0 resultante da ligação de $R_L=2\text{ k}\Omega$.

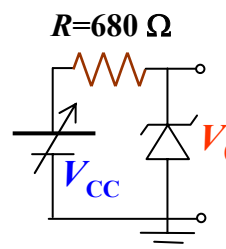


Sedra & Smith 3ªEd, 3.25

Sol: $I_Z = I = (V_{CC} - V_{ZT})/R = 6.4\text{ mA}$; $V_0 = V_{ZT} + (I_Z - I_{ZT})r_Z = 6.83\text{ V}$; $\Delta V_0 = \pm 1 \times r_Z / (R + r_Z) = \pm 38.5\text{ mV}$. Quando a carga é ligada a corrente na carga é 3.4 mA , e a variação da corrente no díodo é -3.4 mA , originando um decréscimo de $\Delta V_0 = -68\text{ mV}$ na tensão da carga.

Exercício 3: Determine as tensões V_{CC} mínima e máxima que podem ser reguladas pelo díodo zener com $I_{ZK}=1\text{ mA}$; $I_{ZM}=15\text{ mA}$; $V_{ZT}=5.1\text{ V}$ @ $I_{ZT}=7\text{ mA}$, e $Z_Z=10\ \Omega$.

Floyd 5ªEd, 17-48



Sol: Para $I_Z = I_{ZK} = 1\text{ mA}$, a tensão de saída é

$$V_{0,\min}(I_{ZK}) = V_{ZT} - Z_Z \Delta I_Z = V_{ZT} - Z_Z(I_{ZT} - I_{ZK}) = 5.1 - 0.06 = 5.04\text{ V};$$

a tensão V_{CC} mínima é $V_{CC,\min} = R \cdot I_{ZK} + V_{0,\min} = 5.72\text{ V}$;

Para $I_Z = I_{ZM} = 15\text{ mA}$, a tensão de saída é

$$V_{0,\max}(I_{ZM}) = V_{ZT} + Z_Z(I_{ZM} - I_{ZT}) = 5.18\text{ V};$$

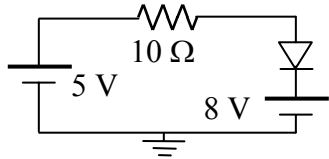
$$V_{CC,\max} = R \cdot I_{ZM} + V_{0,\max} = 15.38\text{ V}.$$

Reguladores de Tensão Integrados

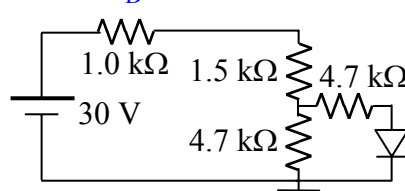
Os reguladores de tensão integrados são circuitos integrados capazes de proporcionar uma tensão constante e regulável entre o terminal de saída e o terminal comum à entrada e à saída, dependendo da interacção com o circuito exterior. As características destes dispositivos podem ser consultadas em catálogos de electrónica linear (assim como as de outros elementos lineares). Um conjunto de reguladores de uso geral é a série de reguladores 78XX, onde XX representa os valores da tensão de saída (XX volt). Por exemplo, o regulador 7815 apresenta na sua saída uma tensão de 15 V . Em geral, a atenuação da ondulação é bastante elevada, várias dezenas de dB. Estes dispositivos estão protegidos internamente contra curto-circuitos e sobrecargas. Nos catálogos são fornecidas, pelos fabricantes, sugestões de circuitos de aplicação.

Exercícios: Circuitos com Díodos

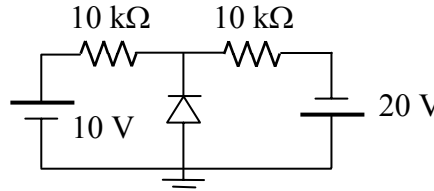
Ex. 1: Determine se os díodos estão polarizados directa ou inversamente, e calcule a tensão aos seus terminais. Use $r_D=0 \Omega$.



Inversamente polarizados, -3 V
Floyd 5ªEd, Fig. 16-35

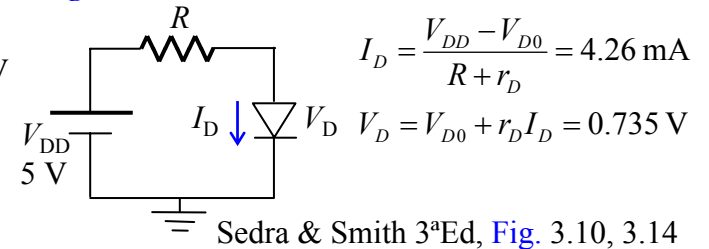


Directa/ polarizado, 0.7 V.

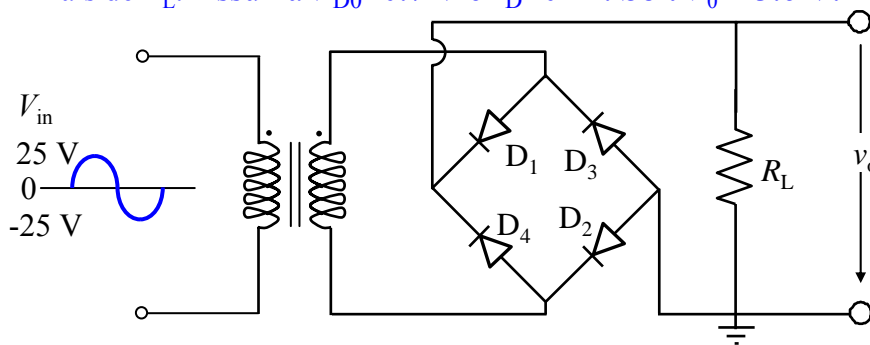


Directa/ polarizado, 0.7 V.

Ex. 2: Determine a corrente I_D e a tensão aos terminais do diodo V_D ? Tome $V_{D0}=0.65 \text{ V}$, $r_D=20 \Omega$, e $R=1 \text{ k}\Omega$.

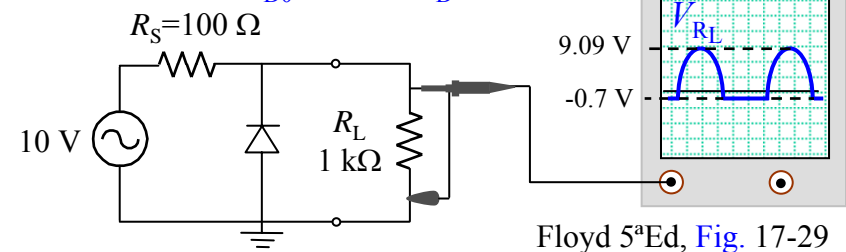


Ex. 3: Explique o funcionamento do circuito. Determine a tensão aos terminais de R_L . Assuma $V_{D0}=0.7 \text{ V}$ e $r_D=0 \Omega$. **Sol:** $V_0=23.6 \text{ V}$.

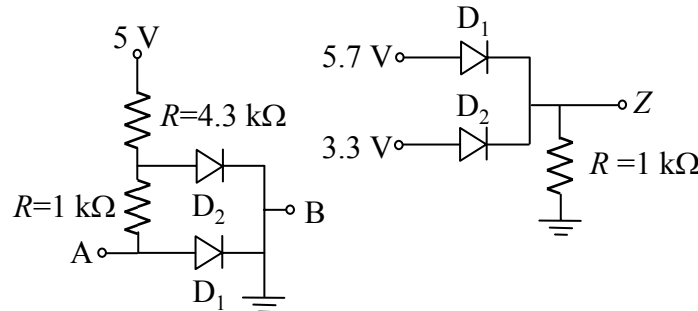


Floyd 5ªEd, Fig. 17-18

Ex. 4: Considere o circuito abaixo. O que é que espera observar no osciloscópio? Assuma que a base de tempo permite visualizar um ciclo e meio. Tome $V_{D0}=0.7 \text{ V}$ e $r_D=0 \Omega$. **Sol:**



Ex. 5: Explique como pode obter a característica corrente-tensão de um diodo correspondente à polarização directa.



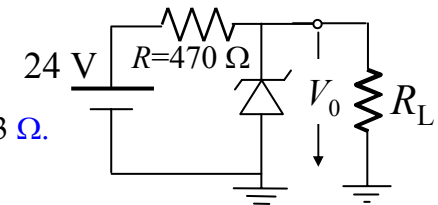
Floyd 5ªEd, Fig. 16-7 (13)

Ex. 6: Qual a tensão em A e em B, e em Z? Considere $V_{D0}=0.7 \text{ V}$ e $r_D=0 \Omega$.

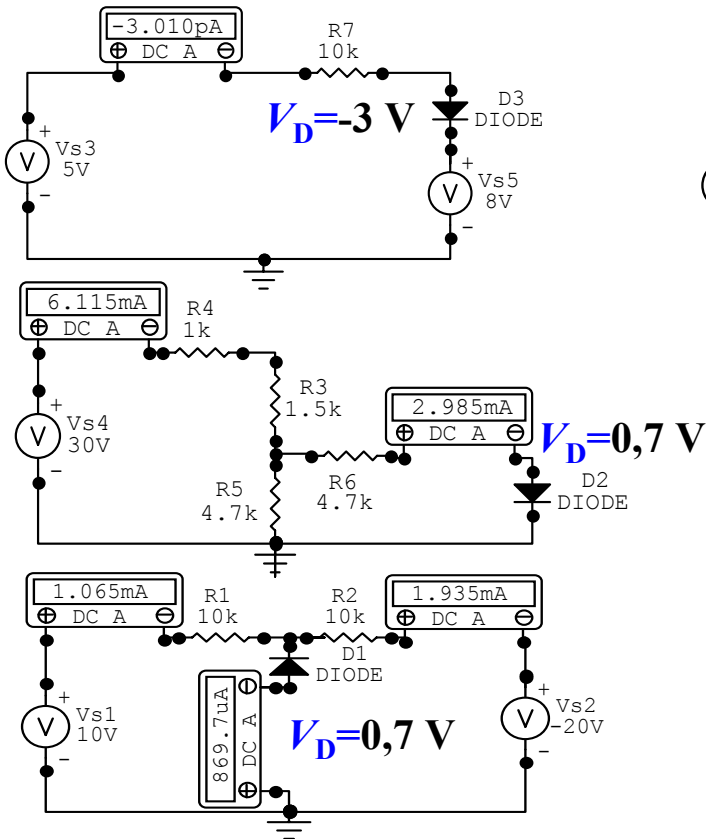
Ex. 7: Determine as correntes mínima e a máxima na resistência de carga que asseguram que o zener actua como regulador. Qual o valor mínimo de R_L que pode ser usado? $I_{ZK}=3 \text{ mA}$; $I_{ZM}=90 \text{ mA}$; Assuma que $V_Z=12 \text{ V}$ e $R_Z=0 \Omega$ em todo o intervalo de correntes.

Sol:
 $I_L=0 \text{ A}$, 22.5 mA , $R_L=533 \Omega$.

Floyd 5ªEd, Fig. 17-51

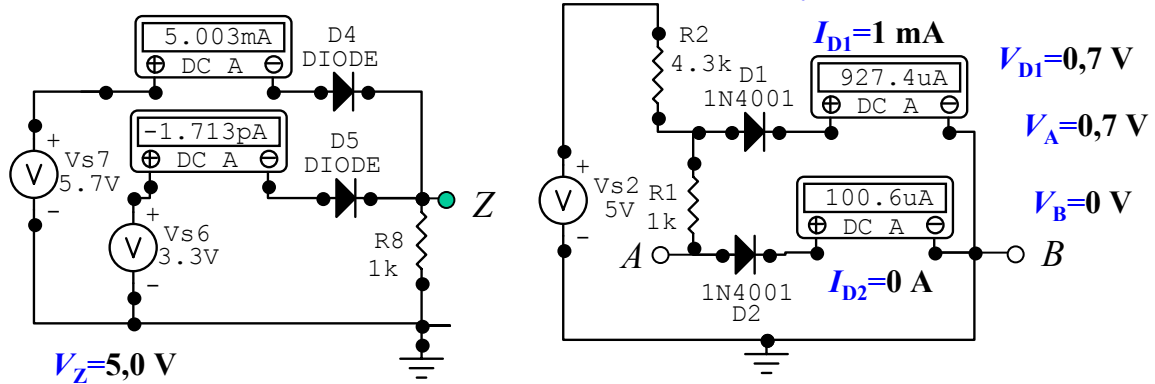


Res. Ex. 1: Para cada diódo determine V_D .



Análise do último circuito: da equação das malhas para a malha da esquerda $10=RI_1+0,7$ (admitindo que o diódo está em condução), resulta $I_1=0,93$ mA; da equação das malhas para a malha da direita $20=RI_2+0,7$ (admitindo que o diódo está em condução), resulta $I_2=1,93$ mA; da lei nos nodos obtém-se $I_D=1$ mA. **Nota:** Os valores determinados analiticamente diferem dos apresentados acima, uma vez que o simulador considera os diódos reais.

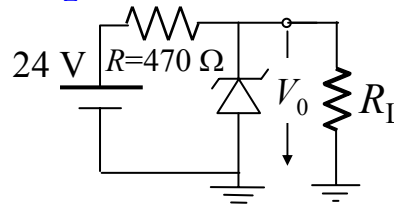
Ex. 6: Qual a tensão em A e em B, e em Z? Considere $V_{D0}=0.7$ V e $r_D=0$ Ω.



$V_Z=5,0$ V

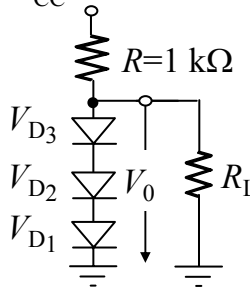
$V_{D2}=V_A=0,7$ V, porque apenas o diódo 1 pode estar em franca condução.

Ex. 7: Determine as correntes mínima e a máxima na resistência de carga que asseguram que o zener actua como regulador. Qual o valor mínimo de R_L que pode ser usado? $I_{ZK}=3$ mA; $I_{ZM}=90$ mA. Para simplificar, assuma que $V_Z=12$ V e $R_Z=0$ Ω em todo o intervalo de correntes.



Sol: A corrente mínima (menor possível) na carga é 0 A. Neste caso a corrente no zener é igual a 25,5 mA ($[24-12]/470$), que é inferior a $I_{ZM}=90$ mA; O valor máximo da corrente na carga permitido ocorre quando $I_Z=I_{ZK}=3$ mA, obtendo-se $I_{LMáx}=25,5-3=22,5$ mA. O valor mínimo de R_L é igual a 12 V/ $I_{LMáx}=533$ Ω.

$V_{CC}=10$ V $\pm 10\%$



Ex1 pag 69: O conjunto dos três diódos garante uma tensão de 2.1 V. Determine R_D , a variação percentual da tensão regulada, em aberto e com uma carga de 1 kΩ, quando a tensão de alimentação varia $\pm 10\%$.

Sol: $I=(V_{CC}-2.1)/R=7,9$ mA, $R_D=V_T(293$ K)/ $I=6,3$ Ω; $R_{3D}=18,9$ Ω. A resistência dos 3 diódos e R formam um divisor de tensão. A variação da tensão ΔV_0 devido a ΔV_{CC} é $1 \times 18,9/(1000+18,9)=18,5$ mV (0,9%). Quando se liga a carga, a corrente através dos diódos decresce de 2,1 mA, resultando num decréscimo da tensão aos terminais dos 3 diódos $\Delta V_0=-2,1$ mA $\times 18,9=-39,7$ mV, ou 13,2 mV por diódo.

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

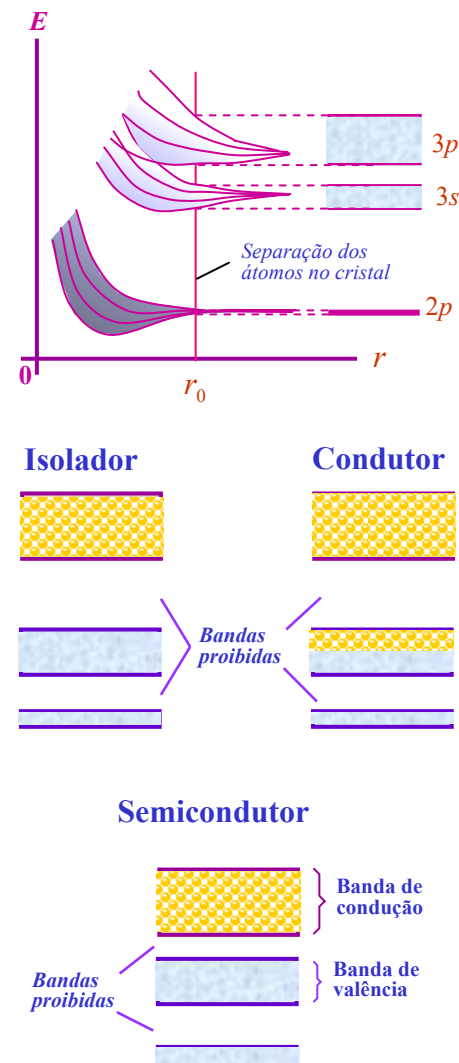
Semicondutores

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Metais, Semicondutores, e Isoladores

Num sistema constituído por vários átomos idênticos e suficientemente afastados, de forma que a interacção mutua é desprezável, todos os átomos possuem níveis de energia (discretos) semelhantes. À medida que a separação entre átomos diminui, as funções de onda, especialmente as associadas aos electrões mais afastados do núcleo (electrões de valência), começam a sobrepor-se (devido à interacção electromagnética) e os níveis de energia correspondentes alteram-se. Os estados de valência (estados dos electrões de valência), que anteriormente formavam um conjunto de níveis de energia discretos, formam agora bandas de energia contendo níveis muito pouco espaçados. Num sólido, o número de átomos por unidade de volume, N , é da ordem do número de Avogadro, o que permite tratar as bandas de energia como distribuições contínuas de níveis de energia. Este efeito só é significativo para os estados possíveis dos electrões de valência. Os estados associados aos electrões mais interiores são pouco afectados e os seus níveis de energia permanecem discretos (ver Figura).

A natureza da estrutura de bandas de energia determina se um material é bom ou mau condutor de corrente eléctrica. Nos **isoladores** e **semicondutores**, a zero absoluto, os electrões de valência preenchem por completo a última banda ocupada, que se designa por **banda de valência (BV)**. A banda imediatamente superior chama-se **banda de condução** e está completamente vazia a 0 K. Uma vez que na BV não há estados desocupados, não pode ocorrer deslocamento efectivo de carga eléctrica, mesmo sob a acção de um campo eléctrico aplicado, i.e., a 0 K é nula a corrente associada aos electrões na BV. Um electrão de valência para contribuir para o fluxo de carga eléctrica (corrente) tem de abandonar a BV e transitar para a BC. Isto só é possível se absorver uma quantidade de energia da ordem de 1 eV (valor relativamente grande - e raramente disponível - quando comparado com a energia térmica que a 293 K é ~25 meV). Nos **condutores**, a banda de maior energia não está totalmente preenchida e os electrões nesta banda, que se designa **banda de condução (BC)** podem transitar entre diferentes níveis de energia (o que requer quantidades ínfimas de energia), contribuindo para um fluxo de carga não nulo, sob a acção de um campo eléctrico externo.



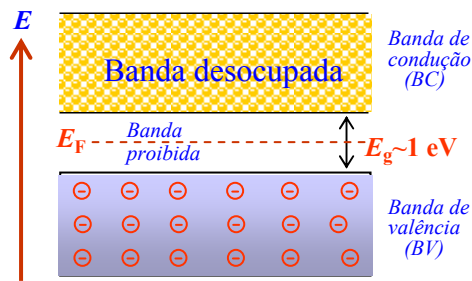
(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Semicondutores Intrínsecos

À temperatura do zero absoluto, os materiais semicondutores puros comportam-se como isoladores perfeitos (todos os electrões de valência tomam parte na ligação covalente) e, portanto, não há electrões livres para contribuírem para a corrente eléctrica. Contudo, à medida que a temperatura aumenta, parte dos electrões de valência adquirem energia suficiente para escaparem aos respectivos átomos e tornam-se electrões livres, deixando um “buraco” na correspondente ligação covalente. A vaga deixada na banda de valência (BV) designa-se por **vazio** ou **lacuna**. Por cada electrão (n) transferido da BV para a banda de condução (BC), cria-se na primeira (BV) um vazio (p); num semiconductor puro, por cada electrão livre na BC existe um vazio na BV, i.e., sempre que um electrão deixa a banda de valência gera-se um **par electrão-vazio**. Entretanto, um electrão livre na BC pode perder a sua energia e regressar à BV: este processo designa-se por **recombinação**. Num semiconductor intrínseco em equilíbrio, o nº de electrões livres (n) iguala o nº de vazios (p); à temperatura T , tem-se: $n_i = p_i \propto \exp(-E_g/2k_B T)$; para o silício e para o germânio (a 300 K), $n_i = p_i = 1.45 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ e $2.4 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3}$, respectivamente.

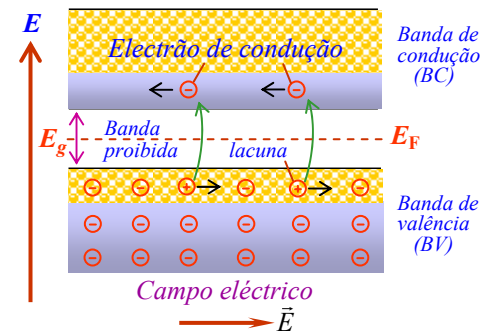
Quer o electrão, quer o vazio, na ausência de um campo eléctrico, *deslocam-se* aleatoriamente entre os átomos do semiconductor (SC), e a corrente eléctrica efectiva é nula. Contudo, quando uma diferença de potencial eléctrico (tensão) é aplicada entre dois pontos do material SC, os electrões livres (na BC) movem-se, agora, ordenadamente, na direcção do polo positivo, dando origem a uma corrente eléctrica: corrente de electrões. Por seu lado, um estado desocupado na BV (que pode ser preenchido por electrões de valência de outros átomos, transferindo-se o vazio para outro átomo, sem significativa variação de energia), sob a acção de um campo eléctrico, comporta-se como um portador de carga positiva, deslocando-se na direcção do polo negativo da fonte de tensão: corrente de vazios/lacunas. A corrente total no sc é, pois, a soma destas duas componentes.

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)



Semiconductor intrínseco a 0 K

A probabilidade de um electrão ocupar um nível de energia E , é dada pela distribuição de Fermi-Dirac: $f(E) = \frac{1}{e^{\frac{(E-E_F)}{k_B T}} + 1}$, onde F identifica o nível de energia com probabilidade de ocupação igual a $\frac{1}{2}$ (50%), que se designa por **nível de Fermi**. Num SC intrínseco, o nível de Fermi situa-se sensivelmente a meio da banda proibida (ver figuras).



Semiconductor intrínseco ($T > 0 \text{ K}$)

Semicondutores Directos e Indirectos

As funções de onda associadas aos estados nas bandas de condução e de valência são caracterizadas pelos valores próprios de energia e pelos respectivos vectores de onda, k_n e k_p (as quantidades de movimento dos portadores de carga são $p_n = \hbar k_n$ e $p_p = \hbar k_p$, respectivamente). A transição de electrões entre as bandas de condução e de valência, como qualquer outro processo físico, tem de satisfazer duas leis fundamentais: *i) conservação da energia* e *ii) conservação da quantidade de movimento*.

Nos semicondutores de banda proibida directa, o máximo de energia da banda de valência e o mínimo de energia da banda de condução ocorrem ao mesmo valor do vector de onda, i.e., $k_n = k_p$ (a quantidade de movimento dos portadores nos máximos/mínimos das respectivas bandas é a mesma). Num semiconductor de banda proibida directa, as transições entre estados de energias próximos do máximo de energia da banda de valência (E_V) e estados de energia próximos do mínimo de energia da banda de condução (E_C) induzidas por absorção de um fóton verificam a conservação da quantidade de movimento, dado que a quantidade de movimento do fóton é muito menor dos que a de qualquer dos portadores de carga.

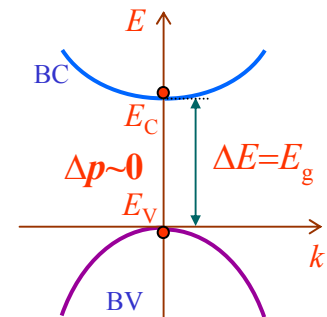
Nos SCs directos, a recombinação não-radiativa é significativamente inferior à componente radiativa, permitindo obter fontes ópticas de elevada eficiência; os emissores ópticos mais eficientes são baseados em ligas semicondutoras de banda proibida directa (GaAs, InP, InGaAs, InGaAlAs, InGaAsP, ...).

No caso de semicondutores de banda proibida indirecta, o máximo da banda de valência e o mínimo da banda de condução ocorrem a diferentes valores do vector de onda dos portadores nas respectivas bandas, i.e., $k_n \neq k_p$ (a quantidade de movimento dos portadores nos máximos/mínimos das respectivas bandas é diferente), pelo que a conservação de quantidade de movimento exige a intervenção de uma terceira partícula (fóton) nos processos de geração e recombinação de portadores (a quantidade de movimento associada ao fóton, $p = \hbar k$, é muito menor quando comparada com a variação de momento linear necessária).

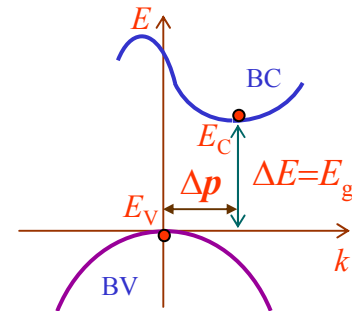
Os semicondutores de banda indirecta são os semicondutores muito utilizados em dispositivos electrónicos. Em optoelectrónica, os semicondutores indirectos são usados, essencialmente, como detectores (fotodetectores): o Si é usado para detecção de radiação de c.d.o. até 1.1 μm , e o germânio para radiação de c.d.o. superior a 1.3 μm .

As ligas SCs de banda proibida directa são, também, muito usadas em fotodetectores, maioritariamente na região espectral 1.3 – 1.6 μm (região onde as fibras ópticas apresentam baixas perdas e dispersão). Fotodetectores rápidos operando a comprimentos de onda iguais ou superiores a 1.3 μm , empregam InGaAs (ou outros materiais III-V) e não silício ou germânio (ver na próxima aula: coeficiente de absorção).

Semiconductor directo



Semiconductor indirecto



A transição de um electrão da BV para a BC num SCI requer, para além de uma quantidade de energia ($\geq \Delta E_g$), uma alteração da quantidade de movimento do electrão de $\Delta p = \hbar(k_n - k_p)$.

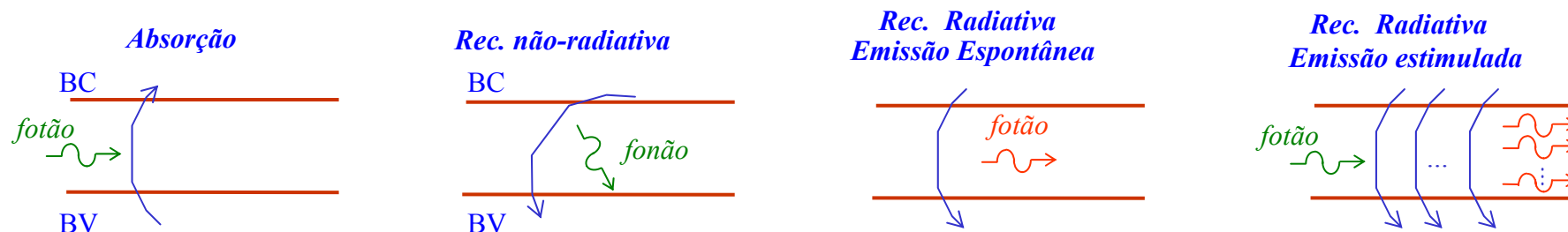
(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Electroluminescência, Absorção, Emissão Espontânea e Emissão Estimulada

Designa-se genericamente por **luminescência**, a emissão de luz por um corpo, motivada por qualquer causa que não seja elevação de temperatura. Há várias *formas* de luminescência, dependendo da fonte de excitação: electroluminescência, fotoluminescência, luminescência catódica, fluorescência, fosforescência.

Electroluminescência: emissão de luz por certas substancias quando sob a acção de um campo eléctrico.

Processos de Absorção, de Emissão Espontânea e de Emissão Estimulada em Semicondutores



Emissão Espontânea: fenómeno de recombinação radiativa com características aleatórias, i.e., a direcção e a fase dos fótons gerados é incoerente (**Díodos Emissores de Luz, LEDs**).

Emissão Estimulada: fenómeno de recombinação radiativa induzido pela densidade de potência luminosa de c.d.o. $\lambda \sim hc/E_g$ existente num dado ponto do cristal, num processo em que cada fóton incidente dá origem a um segundo fóton, sem que o primeiro seja absorvido ou as suas propriedades alteradas, resultando em **amplificação da radiação incidente** (**Lasers, Díodos Lasers, amplificadores ópticos**).

Num laser, a radiação *excitadora* e a radiação produzida por emissão estimulada têm:

- a mesma energia (i.e., o mesmo comprimento de onda)
- a mesma direcção de propagação
- a mesma fase
- e a mesma polarização (os campos eléctricos dos dois fótons oscilam no mesmo plano)

Porque a radiação *excitadora* e a estimulada têm as mesmas características, a radiação produzida diz-se **coerente**.

Condutibilidade Eléctrica dos Semicondutores

A dopagem de um semicondutor não só aumenta a sua condutibilidade, como permite criar um material em que os portadores de carga são, maioritariamente, electrões (n) ou lacunas (p), de acordo com o tipo de impureza. A concentração de dopantes necessária para alterar de forma significativa a condutividade de um semicondutor, quando comparada com a concentração dos átomos nativos do semicondutor, é muito pequena. Por exemplo, a condutibilidade do germânio, a 30 °C, aumenta cerca de 12 vezes, se substituirmos 1 em cada 10^8 átomos de Ge por um átomo de As (elemento com cinco electrões de valência).

Mobilidade eléctrica

Em primeira aproximação, a velocidade de arrastamento v dos portadores de carga num material é directamente proporcional ao campo eléctrico aplicado E . A constante de proporcionalidade chama-se **mobilidade eléctrica do portador de carga**, μ . Num semicondutor tem-se: $v_n = -\mu_n E$, para os electrões, e $v_p = -\mu_p E$, para os vazios. Em geral, os valores das mobilidades μ_n e μ_p são muito diferentes.

A **densidade de corrente** J ($=I/A$ [A/m^2]) num semicondutor, em resultado da aplicação de um campo eléctrico, é dada por:

$$J = J_n + J_p = e(n\mu_n + p\mu_p)E = \sigma E,$$

onde $\sigma = e(n\mu_n + p\mu_p)$ representa a condutividade eléctrica do semicondutor. Num semicondutor intrínseco temos $n_n = p_p = n_i$; num semicondutor extrínseco tipo n (p), a concentração de electrões (vazios) na BC (BV) é superior à concentração de vazios (electrões) na BV (BC). Num semicondutor tipo n , os electrões são os **portadores majoritários** (os vazios são minoritários); num semicondutor tipo p , os vazios são os **portadores majoritários** (e os electrões são os portadoras minoritários).

A concentração de portadores também pode ser alterada, fazendo incidir no material radiação electromagnética e/ou variando a temperatura do material. A radiação incidente altera a condutibilidade eléctrica do material, pois os fotões absorvidos geram pares electrão-lacuna. O processo inverso, **recombinação radiativa**, em que electrão e lacuna se aniquilam dando origem a um fotão, tem como efeito a diminuição do n° de portadores de carga livres.

Contudo, nem todas as recombinações electrão-lacuna são radiativas, isto é, dão origem à emissão de luz: **recombinações não-radiativas**. As recombinações não-radiativas traduzem-se numa variação da temperatura do cristal devidos à geração/aniquilação de modos de vibração da rede cristalina (**fonões**). O **fonão** corresponde ao *quantum* de energia térmica da rede cristalina.

Estas alterações da condutibilidade podem ser monitorada através de eléctrodos ligados à amostra, detectando a variação da resistência do material: ambos os fenómenos de recombinação são empregues em detectores ópticos e/ou térmicos.

Índice de Refracção e Coeficiente de Absorção

Do ponto de vista electromagnético um material é completamente caracterizado pelas respectivas permitividade eléctrica, ϵ , e permeabilidade magnética, μ . (Rever equações de Maxwell.)

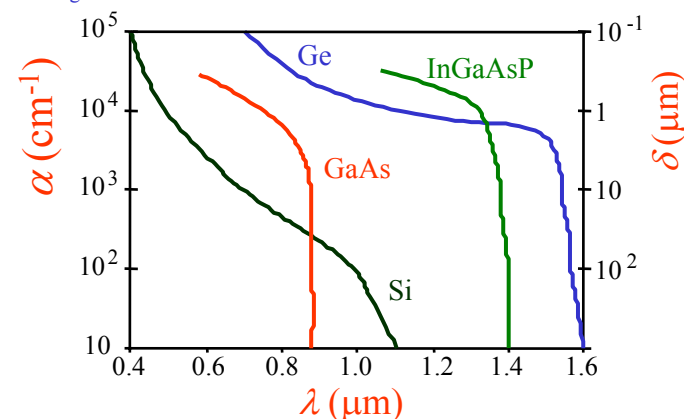
As propriedades ópticas de um material são definidas pelo **índice de refracção**, n_r , e pelo **coeficiente de absorção**, α .

O **índice de refracção**, n_r , é definido como a razão entre a velocidade da radiação no vácuo, c , e a velocidade de fase da radiação no material, v_f : $n_r=c/v_f$; (nos semicondutores com mais interesse em optoelectrónica $n_r=3-4$). É de referir que o índice de refracção é, em geral, função do comprimento de onda da radiação: fenómeno da **dispersão**.

O **coeficiente de absorção**, α , está relacionado com a taxa de variação espacial da intensidade da radiação no material, $dI/dx=-\alpha I(x)$, onde $I(x)$ representa a intensidade da radiação na região de coordenada x , i.e., $I(x)=I_0e^{-\alpha x}$ (I_0 representa a intensidade de radiação incidente na superfície no material). Em geral, α depende, fortemente, do comprimento de onda (c.d.o., λ). Os materiais SCs cujo coeficiente de absorção diminui bruscamente para comprimentos de onda superiores a $\lambda_g=hc/E_g$ dizem-se **semicondutores de banda proibida directa** (exemplos: GaAs, InP, InGaAs, InGaAlAs, InGaAsP). Isto é, nos semicondutores de banda proibida directa a transição de electrões da BV para a BC em resultado da absorção de radiação electromagnética só é permitida se a energia do fotão correspondente for $\geq E_g$: se $E_g \geq E_{\text{fotão}}$ o fotão não é absorvido.

O germânio e o silício são semicondutores de **banda proibida indirecta**: os seus coeficientes de absorção variam gradualmente com o comprimento de onda (ver figura). Contudo, também nestes SCs a absorção só ocorre se $E_{\text{fotão}} \geq E_g$.

A Figura ao lado mostra a dependência do coeficiente de absorção no comprimento de onda de radiação correspondente à porção óptica do espectro electromagnética (0.4 – 1.6 μm) para alguns semicondutores usados em electrónica e optoelectrónica; representa-se também o **coeficiente de penetração**, δ , que corresponde ao inverso do coeficiente de absorção, $\delta=1/\alpha$: δ é numericamente igual à espessura de material necessária para absorver aproximadamente 63% da radiação incidente perpendicularmente na superfície do material: $I(x=\delta)=I_0e^{-1}$.



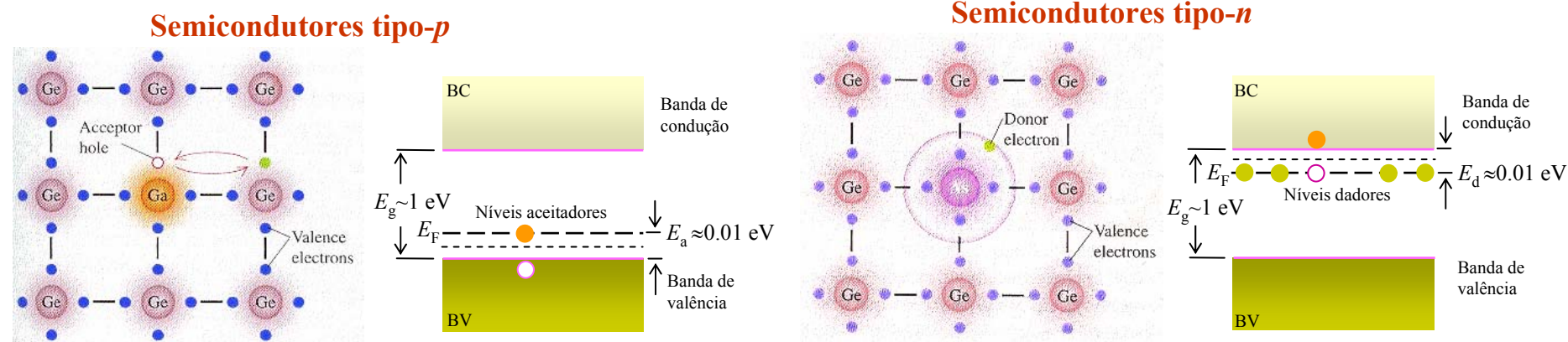
(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Semicondutores Extrínsecos

Os materiais semicondutores não são bons condutores de corrente eléctrica, devido ao nº reduzido de electrões livres na banda de condução e de vazios na banda de valência. Para terem interesse comercial os materiais SCs devem ser modificados de forma a aumentar o número de portadores livres (electrões na BC e vazios na BV), de modo a alterar a sua **condutibilidade**, e permitir a construção de diferentes dispositivos electrónicos e optoelectrónicos. Tal efeito é conseguido substituindo alguns átomos do material SC original por elementos de valência inferior ou superior e de tamanho semelhante ao do constituinte base. Este processo é designado por **dopagem**, e o material SC torna-se **extrínseco** (*impuro*). Quando os átomos são substituídos por elementos de valência inferior ao do elemento base, o semiconductor obtido diz-se de **tipo p**; quando a impureza possui uma valência superior, o SC designa-se de **tipo n**.

À temperatura ambiente, a presença no SC de impurezas de valência inferior, **impurezas aceitadoras/receptoras** (em geral, elementos do 3º grupo da tabela periódica), aumenta o nº de vazios na BV, tornando a componente da corrente devida às lacunas maior; elementos de valência superior, **impurezas dadoras** (geralmente, elementos do 5º grupo da tabela periódica), dão origem a semicondutores em que o nº de electrões livres na BC é substancialmente maior que o nº de lacunas na BV, fazendo, neste caso, com que a componente da corrente devida aos electrões livres seja superior à componente devida às lacunas. Deste modo, a condutibilidade de um sc intrínseco é significativamente alterada pela substituição de uma pequena fracção de átomos base por elementos do 3º ou do 5º grupos da tabela periódica, tornando os sc muito mais interessantes do ponto de vista tecnológico.

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

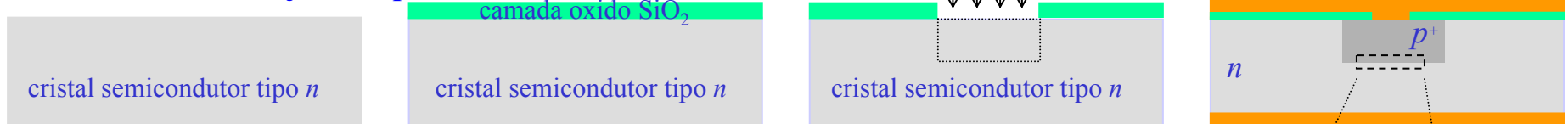


Homojunções e Heterojunções Semicondutoras

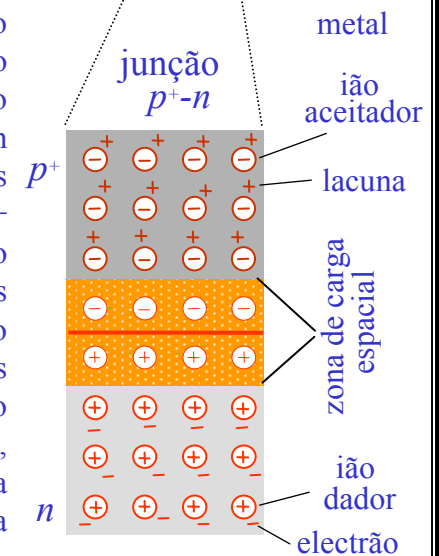
Uma junção p-n é obtida dopando, de forma selectiva, o cristal semiconductor (normalmente referido como substrato), criando, neste substrato, regiões com características de condução eléctrica muito diferentes. Pode-se afirmar que a dopagem selectiva é a base de toda a microelectrónica/electrónica-integrada. Quase todos os componentes electrónicos e optoelectrónicos incorporam uma ou mais junções p-n.

Uma **homojunção** corresponde à região de confluência de duas porções de um mesmo cristal semiconductor com propriedades eléctricas distintas. O exemplo clássico é a zona fronteira entre regiões do tipo p e do tipo n num mesmo cristal semiconductor, designada por **junção p-n**. **Notar que o cristal semiconductor, a menos das impurezas, é o mesmo.** Quando a junção é entre dois cristais semicondutores diferentes, por exemplo o Ge e o Si, diz-se que se trata de uma **heterojunção**.

Fabricação de homojunções p⁺-n: Método Planar



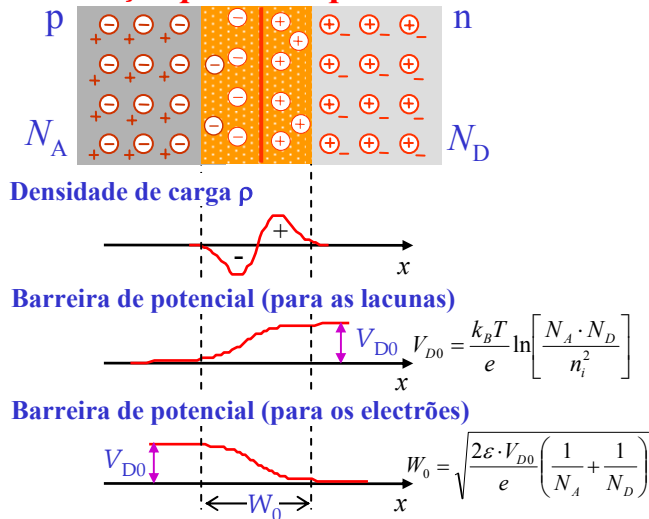
Partindo de um substrato do tipo n cuja superfície foi oxidada (face com uma fina camada de sílica, SiO₂), no qual é seleccionada uma região a ser dopada com impurezas aceitadoras através de um processo fotolitográfico seguido da remoção de sílica na zona seleccionada. À medida que prossegue a dopagem com impurezas do tipo p (elemento que origina uma concentração elevada de lacunas quase-livres), na região localizada no material n (onde existe uma concentração elevada de electrões quase-livres), ocorre forte **difusão** e **recombinação** dos portadores livres na zona da junção. A figura ao lado representa, de forma esquemática, a junção p⁺-n (o sinal + indica que a concentração de átomos aceitadores no lado p é superior à concentração de átomos dadores no lado n). Na figura, são identificados, apenas, os iões dopantes (aceitadores ou p; dadores ou n) e os resultantes portadores quase-livres (lacunas; electrões). Os átomos das impurezas (fixos na rede cristalina) do lado p e do lado n na vizinhança de junção perdem, respectivamente, lacunas (que se difundem para o lado n) e electrões (que se difundem para o lado p), originando uma região localizada de densidade de carga não nula: região espacial de carga ou zona de deplecção. Desta distribuição de carga resulta uma barreira de potencial e, portanto, um campo eléctrico (ver equação de Poisson da Electrostatica). O campo eléctrico assim criado provoca, por sua vez, o deslocamento de electrões (minoritários) do lado p para o lado n e de vazios (minoritários) do lado n para o lado p. Em equilíbrio, as correntes devidas à difusão dos portadores livres majoritários são anuladas pelas correntes de arrastamento dos portadores minoritários induzidas pelo campo eléctrico. O nível de Fermi é constante ao longo da junção em equilíbrio, sendo a corrente efectiva através da junção nula. Se tal não acontecesse, os electrões de um lado da junção teriam uma energia média superior aos electrões do outro lado, havendo transferência de electrões até se igualarem os níveis de Fermi.



Junção p-n

Uma **junção p-n** é obtida dopando, de forma selectiva, um cristal semiconductor **único** tipo p (n), normalmente referido como substrato, com impurezas de substituição do tipo n - átomos dadores – (tipo p - átomos aceitadores), criando regiões com características de condução eléctrica muito diferentes.

Junção p-n em equilíbrio



A ddp criada pela difusão de lacunas e de electrões das regiões *p* e *n*, respectivamente, actua como uma barreira de potencial para os portadores majoritários (vazios no lado *p* e electrões no lado *n*). A probabilidade destes atravessarem a barreira é proporcional ao factor de Boltzmann ($\exp[-eV_{D0}/k_B T]$), i.e., a intensidade de corrente I_D devida à difusão dos portadores majoritários é proporcional a $\exp[-eV_{D0}/k_B T]$. Contudo, a mesma ddp actua como uma queda de potencial para os portadores minoritários, promovendo a sua passagem através da barreira (vazios do lado *n* para o lado *p* e electrões da região *p* para a região *n*), dando origem à corrente de arrastamento, I_A . Em equilíbrio, $I_D + I_A = 0$.

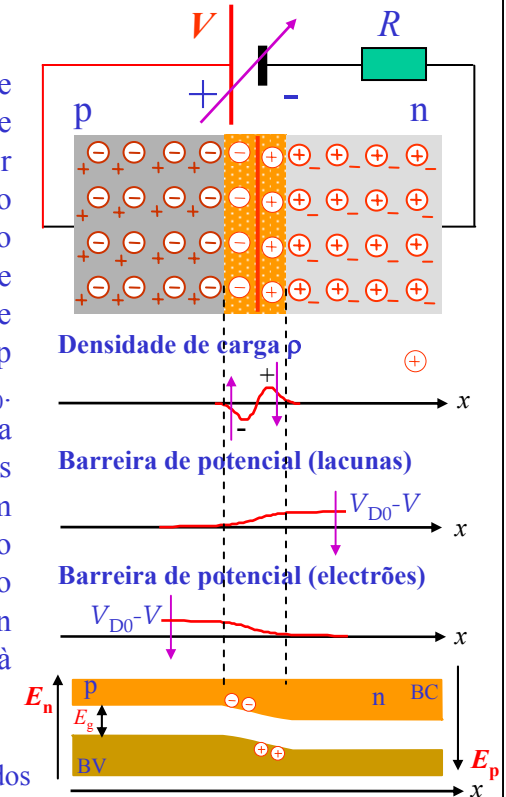
Junção p-n Polarizada Directamente

Se a junção *p-n* for **polarizada directamente**, i.e., se se aplicar uma diferença de potencial entre as regiões *p* e *n*, em que o lado *p* corresponde à região de maior potencial, há injeção, através da junção, de lacunas do lado *p* para o lado *n* e de electrões do lado *n* para o lado *p*. A concentração p_n de lacunas no lado *n* sobe relativamente ao valor de equilíbrio térmico p_{n0} . De forma análoga, a concentração n_p de electrões no lado *p* sobe relativamente ao valor de equilíbrio térmico n_{p0} . Como consequência, a densidade espacial de carga diminui, reduzindo a ddp (e do campo eléctrico) entre os lados *p* e *n* da junção, o que corresponde a um decréscimo da barreira de potencial. Como resultado desta transferência de portadores através da junção (vazios do lado *p* para o lado *n*, e electrões da região *n* para a região *p*), a intensidade de corrente devida à difusão torna-se dominante ($I_D \gg I_A$).

Diagrama de bandas de energia de uma junção p-n:

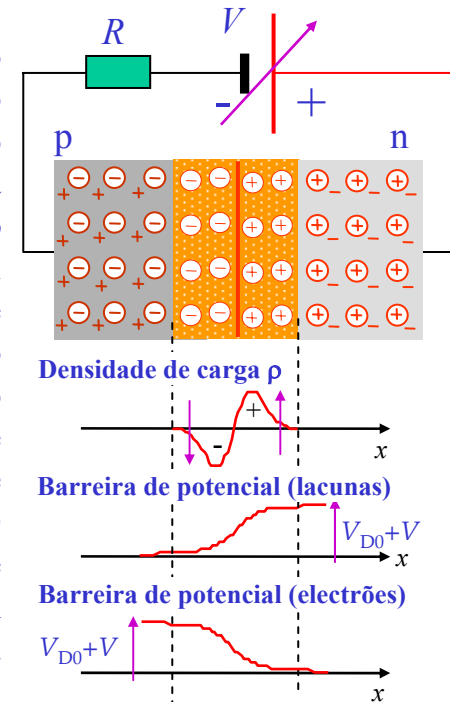
(E_n representa a energia dos electrões e E_p indica a energia dos vazios. Notar que não existem vazios na BC.)

A corrente de arrastamento (devida ao campo eléctrico) mantém-se praticamente inalterável. A corrente de difusão é proporcional a $\exp[-e(V_{D0}-V)/k_B T]$, onde e representa a carga do electrão, e V a tensão aplicada. Para junções em silício, $V_{D0} \sim 0.7$ V; para o germânio, $V_{D0} \sim 0.3$ V. Quando a tensão aplicada V contrabalançar a barreira de potencial V_{D0} , a corrente total através da junção é limitada pelos outros elementos do circuito. Na prática, quando $V = V_{D0}$, considera-se que a corrente na junção é independente da tensão aplicada, sendo limitada pelos outros elementos do circuito em que esta se insere (no caso da figura, a resistência R), e que a ddp entre os terminais da junção mantém-se $\cong V_{D0}$.



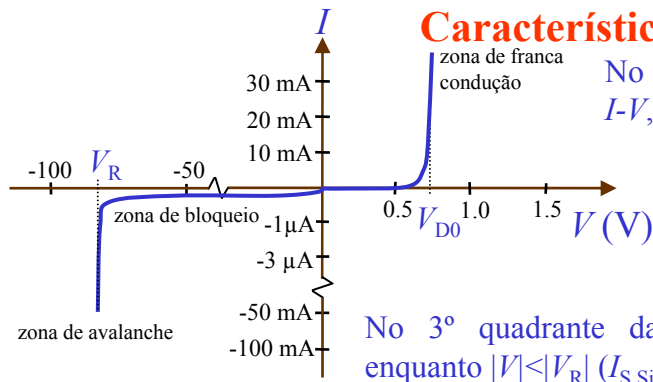
Junção p-n Polarizada Inversamente

Se a junção p-n for **polarizada inversamente**, i.e., se se aplicar uma ddp entre as regiões p e n, em que o lado p corresponde à região de menor potencial, os electrões livres do lado n são atraídos para o polo positivo da fonte, deixando lacunas no seu lugar, o que levará à expansão da região espacial de carga positiva no lado n. Ao mesmo tempo, os vazios do lado p são atraídos para o polo negativo da fonte, originando o aumento da região espacial de carga negativa no lado p. A concentração de lacunas no lado n, p_n , desce, relativamente ao valor de equilíbrio térmico p_{n0} e, de forma análoga, a concentração de electrões no lado p, n_p , diminui relativamente ao valor de equilíbrio térmico n_{p0} . O que também faz com que o volume da região espacial de carga cresça, originando o aumento da barreira de potencial entre os lados p e n da junção (e do campo eléctrico), o que diminui o número de portadores livres na vizinhança da junção e a corrente devida à difusão dos portadores livres através da junção, rompendo-se o equilíbrio entre a corrente de difusão e a corrente de arrastamento: $I_D < I_A$. A corrente na junção é, quase exclusivamente, devida à corrente de arrastamento, que é proporcional à concentração dos portadores minoritários e, portanto, não varia com a tensão aplicada. (O número de portadores minoritários é, praticamente, independente da tensão aplicada.) O valor da corrente através da junção polarizada inversamente designa-se por **corrente inversa** ou **corrente de fuga** (I_S). Em junções de silício, $I_S \sim nA$; para o germânio, $I_S \sim mA$. Há, contudo, um valor de tensão, **tensão de ruptura da junção**, a partir do qual a intensidade da corrente inversa é limitada, apenas, pelos outros elementos do



circuito em que a junção se insere, sendo, praticamente, independente da tensão inversa aplicada. A ruptura pode ocorrer devido ao **processo de avalanche** ou ao **efeito de Zener** (ver página 8).

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)



Característica Corrente-Tensão (I-V) de uma Junção p-n

No 1º quadrante da característica I-V, a corrente é dada por:

$$I(V) = I_S \left[\exp\left(\frac{eV}{k_B T}\right) - 1 \right]$$

com $I_S \propto \exp\left(-\frac{eV_{D0}}{k_B T}\right)$

No 3º quadrante da curva I-V, têm-se $I = -I_S$, enquanto $|V| < |V_R|$ ($I_{S,Si} = 1 \text{ nA}$; $I_{S,Ge} = 1 \text{ } \mu\text{A}$).

O dispositivo mais simples baseado numa junção p-n é o **díodo semiconductor rectificador**, cujo símbolo é: * onde **A** representa o terminal ânodo (correspondente ao lado p da junção) e **C** indica o cátodo (região n da junção). A seta indica o sentido da corrente directa. Em condução um diodo apresenta uma queda de tensão entre os seus terminais, que no caso de díodos de silício é $V_D \sim 0.7 \text{ V}$.

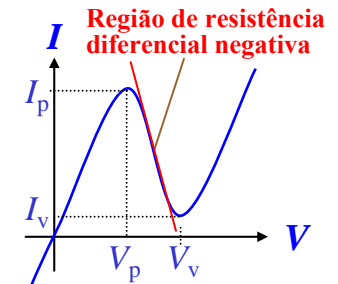
* No guião do 3º trabalho prático são apresentados outros dispositivos baseados em junções p-n e a respectiva simbologia.

Efeitos de Avalanche e de Zener

Para cada junção, há um valor de tensão inversa a partir do qual a intensidade da corrente inversa aumenta rapidamente, tornando-se, praticamente, independente da tensão aplicada: **tensão de ruptura da junção**. A ruptura pode ocorrer devido ao **processo de avalanche** ou ao **efeito de Zener**. **Efeito de avalanche**: à medida que a tensão inversa cresce, embora o número de portadores minoritários não varie de forma significativa sob a acção do campo eléctrico crescente, a energia dos portadores aumenta e pode tornar-se suficiente para produzir na zona de depleção novos pares electrão-vazio os quais vão aumentar o valor da corrente. O processo de multiplicação de portadores é semelhante ao efeito de uma avalanche. Atingido o valor da tensão que desencadeia o efeito de avalanche, a tensão mantém-se praticamente constante, mesmo que a corrente varie significativamente. **Efeito de Zener**: há junções *p-n* em que o campo eléctrico na região de depleção é suficientemente intenso para provocar a transição de electrões da banda de valência para a banda de condução. (O efeito é uma demonstração prática do efeito quântico – efeito de túnel.) O efeito de Zener é dominante nos díodos cuja tensão de ruptura é inferior a seis volts, e o efeito de avalanche naqueles em que a ruptura se verifica acima de seis volts. Os díodos **especialmente** fabricados para operar na região de ruptura, independentemente do efeito usado, são designados de **díodos zener**. Nos díodos zener baseados no efeito de avalanche, a zona de transição é mais gradual do que nos díodos empregando o efeito de Zener.

Díodo de Efeito de Túnel

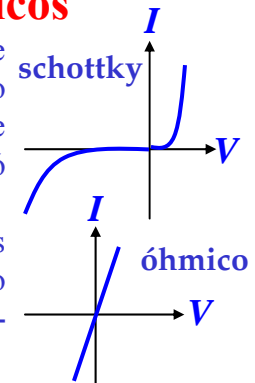
Numa junção *p-n* com concentração de aceitadores e dadores muito elevada ($N_A, N_D \sim 10^{20} \text{ cm}^{-3}$), a espessura da zona de depleção é da ordem de $\sim 10 \text{ nm}$. Neste caso, outro mecanismo de condução entra em jogo: o **efeito de túnel**. Os electrões têm, agora, elevada probabilidade de transitar directamente da **banda de condução do lado *n*** para a **banda de valência do lado *p***. Nos díodos túnel a corrente directa começa por crescer com a tensão, até atingir **um máximo local**, decrescendo em seguida até atingir **um mínimo local**, a partir do qual aumenta exponencialmente e de forma idêntica à da junção *p-n* moderadamente dopada; **a corrente inversa aumenta linearmente com a tensão**.



Junções Metal-Semicondutor: Barreiras de Schottky e Contactos Óhmicos

Em geral, o contacto entre um metal e um semicondutor não é óhmico, exibindo um comportamento semelhante ao de uma junção *p-n* (ver figura ao lado). Neste caso o contacto designa-se por contacto ou barreira de **Schottky** e o dispositivo baseado neste efeito designa-se por **díodo schottky**. A queda de tensão, em condução, nestes díodos é cerca de metade da de uma junção *p-n*. Estes dispositivos são muito mais rápidos do que o díodo rectificador porque no processo de condução só intervêm os portadores maioritários (não há lugar à recombinação dos portadores minoritários).

Para a junção *p-n* ter aplicação prática, é necessário fazer a sua ligação com um circuito exterior, i.e., obter duas junções metal-semicondutor (uma no lado *n* e outra no lado *p*). Estas junções não devem alterar ou mascarar as propriedades do dispositivo SC em apreço. Por outras palavras, o contacto (junção) metal-semicondutor deve ter uma característica **corrente-tensão linear**, i.e., o contacto deve ser **óhmico**. Claro que o metal a usar depende do material SC de que é feito o dispositivo.



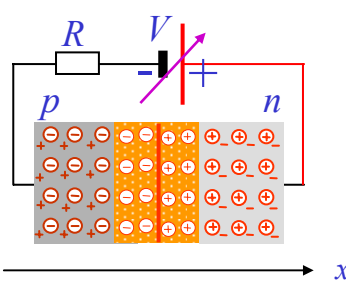
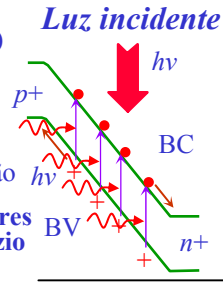
Outros dispositivos baseados em Junções p-n

Fotodíodo

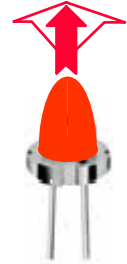
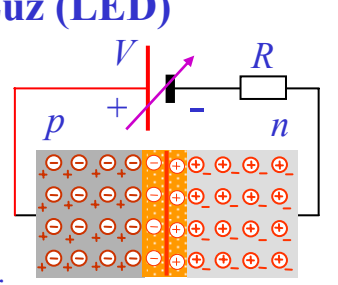
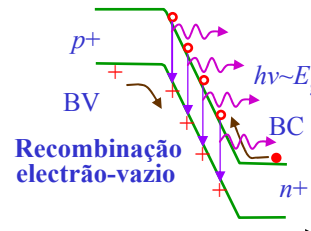
BV: banda de valência

BC: banda de condução

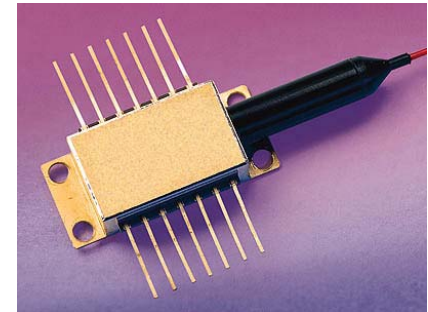
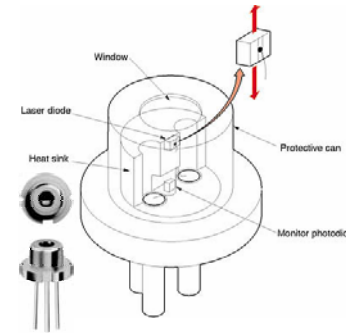
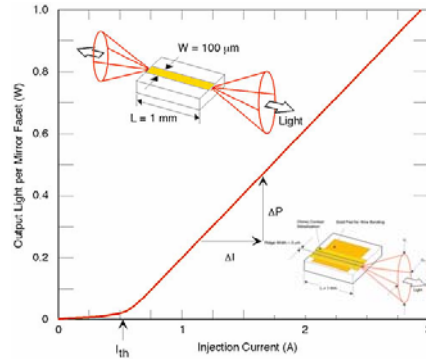
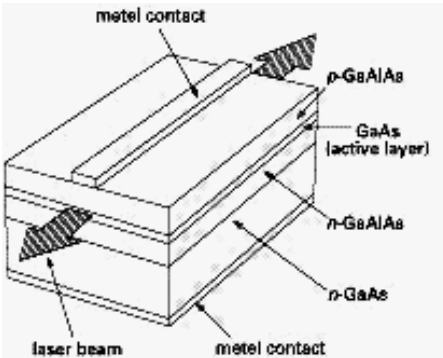
Formação de pares electrão-vazio



Díodo Emissor de Luz (LED)

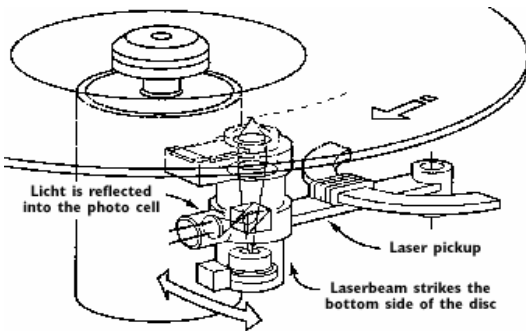


Díodo Laser

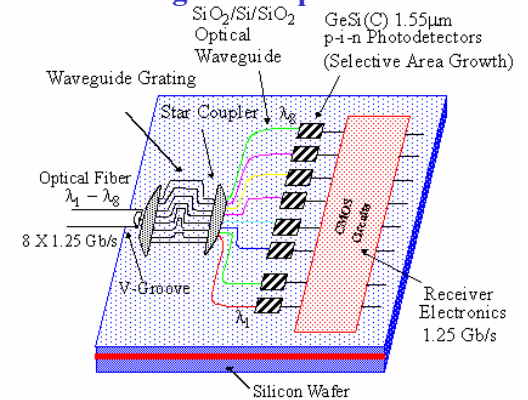
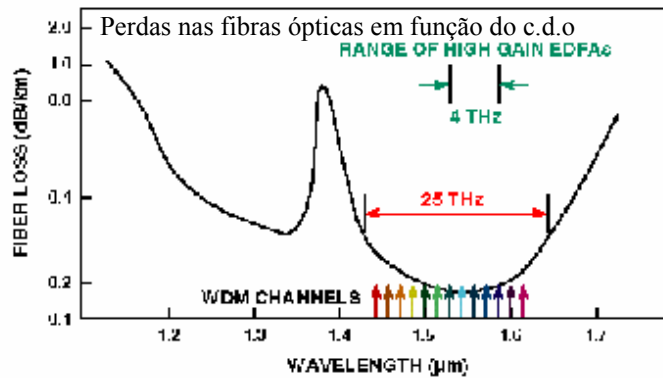


Aplicações em Optoelectrónica

Díodos Laser para leitores de CD



Díodos Laser para Telecomunicações por fibra Óptica Circuitos Integrados Optoelectrónicos



(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Transístores e Aplicações

Microelectronics Circuits,
S. Sedra & K. C. Smith,
Saunders College Publishing,
Capítulo 4

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Transístores

O transístor bipolar é o transístor mais importante do ponto de vista histórico e, também, o de utilização mais corrente. No entanto, convém também, desde já, referir os transístores de efeito de campo (FET, “Field Effect Transistor”), nomeadamente, os transístores FET de junção unipolar, os transístores MOSFET (“Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor”), e os CMOS (“complementary MOSFET”), os quais são muito usados na electrónica integrada de alta densidade.

O transístor bipolar foi inventado em 1947 por John Bardeen, Walter Brattain e William Shockley, todos na altura investigadores nos “Bell Telephone Laboratories”, EUA (ver página seguinte). Pela sua invenção estes investigadores receberam o prémio Nobel da Física em 1956. Cedo se percebeu que o transístor revolucionaria a Electrónica e, por arrastamento, toda a tecnologia, essencialmente porque possibilitava realizar as operações electrónica básicas de amplificação e de comutação de uma forma fiável e barata. Além disso, o facto de o transístor poder ter dimensões muito reduzidas (hoje em dia a tecnologia de fabrico permite construir transístores com uma área inferior ao micrómetro quadrado) possibilita a integração de milhões de unidades numa única pastilha de silício, sendo assim possível construir circuitos integrados de grande complexidade e capazes de efectuarem operações elaboradas como no caso dos microprocessadores.

O material semiconductor mais usado na fabricação de transístores é o silício. Contudo, o primeiro transístor foi fabricado em germânio. O silício é preferível, essencialmente, porque possibilita o funcionamento a temperaturas mais elevadas (175 °C, quando comparado com os ~75 °C dos transístores de germânio) e também porque apresenta correntes de fuga menores. O transístor bipolar é formado por duas junções $p-n$ em série, podendo apresentar as configurações $p-n-p$ e $n-p-n$ (ver página seguinte). Os transístores $n-p-n$ são os mais comuns, basicamente, porque a mobilidade dos electrões é muito superior à das lacunas, isto é, os electrões movem-se mais facilmente ao longo da estrutura cristalina, o que traz vantagens significativas no processamento de sinais de alta frequência. E são, também, mais adequados à produção em massa. No entanto, deve-se referir que, em várias situações, é muito útil ter os dois tipos de transístores num circuito.

O **transístor de junção bipolar** é um dos componentes mais importantes na Electrónica. É um dispositivo com três terminais. Num elemento com três terminais é possível usar a tensão entre dois dos terminais para controlar o fluxo de corrente no terceiro terminal, i.e., obter uma fonte controlável. O transístor permite a amplificação e comutação de sinais, tendo substituído as válvulas termo-iónicas na maior parte das aplicações. A figura da página seguinte mostra, de forma esquemática, um transístor bipolar $p-n-p$. Este transístor é formado por duas junções $p-n$ que partilham a região do tipo n (muito fina e não representada à escala). Neste aspecto, o dispositivo corresponde à sanduíche de um material do tipo n , entre duas regiões do tipo p . Existe também a estrutura complementar ($n-p-n$). Dependendo da polarização de cada junções (directa ou inversa), o transístor pode operar no modo activo/linear, estar em corte ou em saturação.

O transístor e o circuito integrado

Antes do transístor

Válvula de vácuo

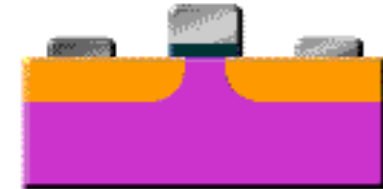


Dopar
semicondutores

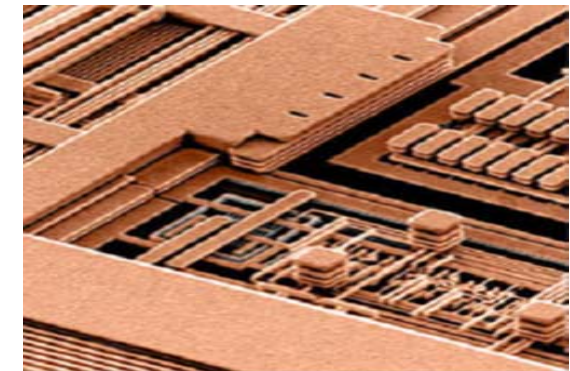
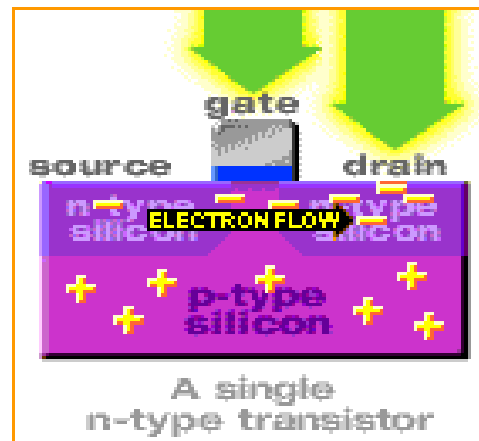
Primeiro transístor



Circuito integrado

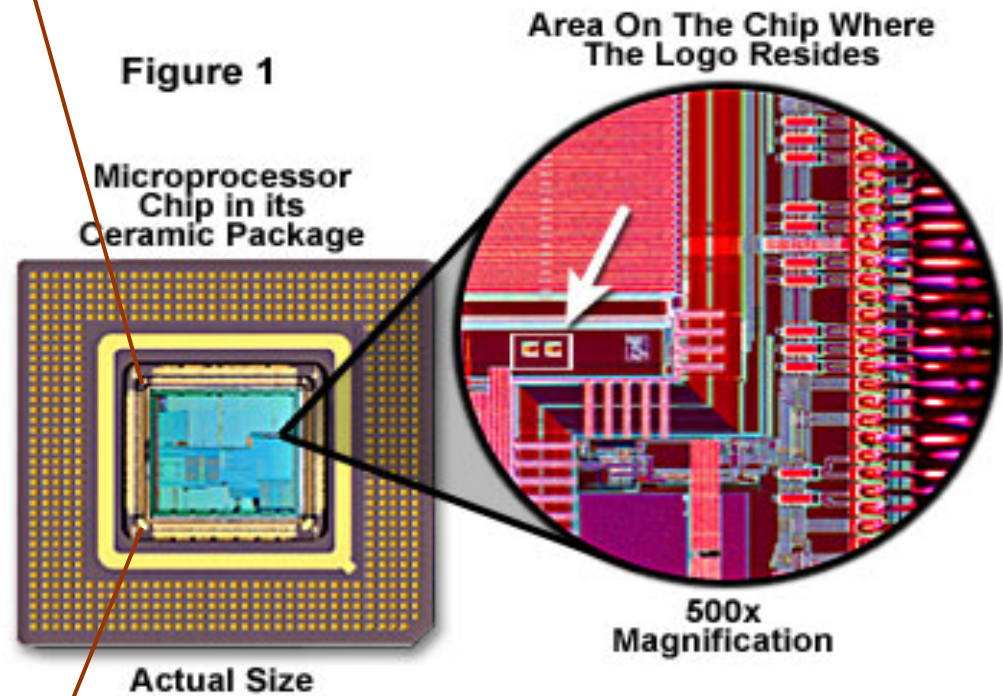
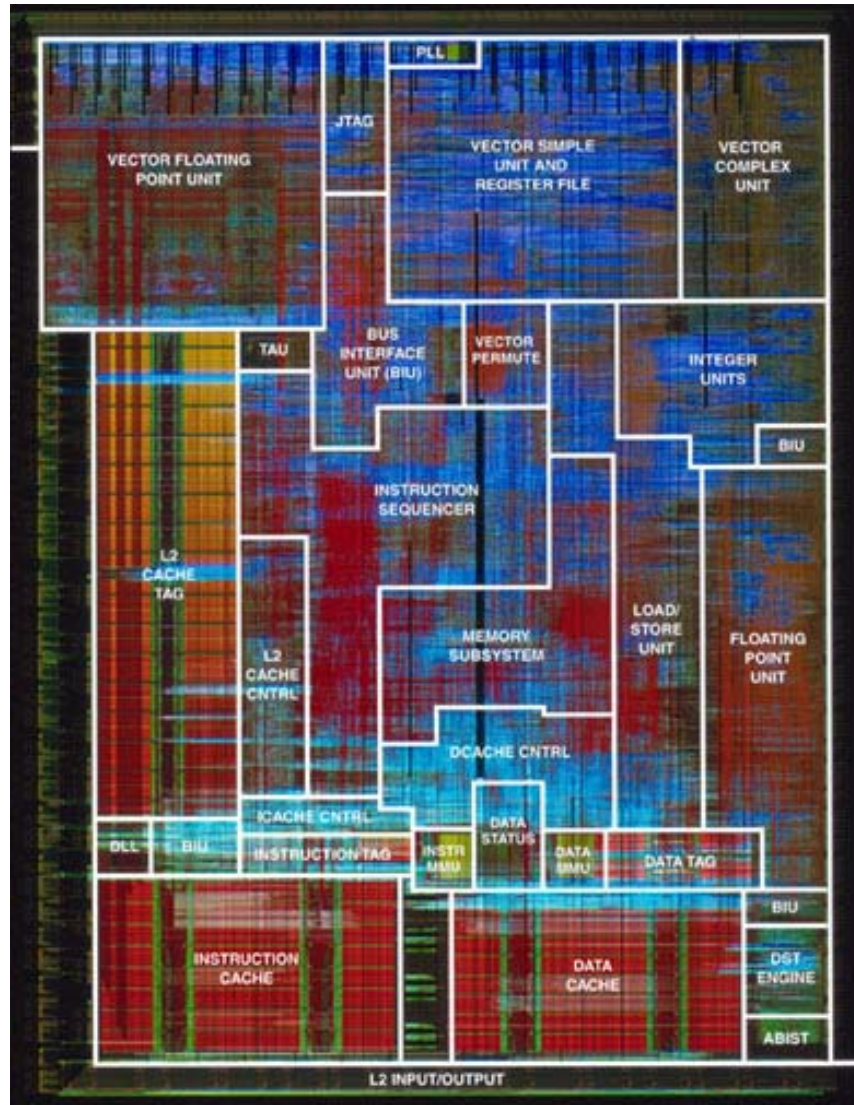


Esquema do transístor



(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

... e nasceu o microprocessador!



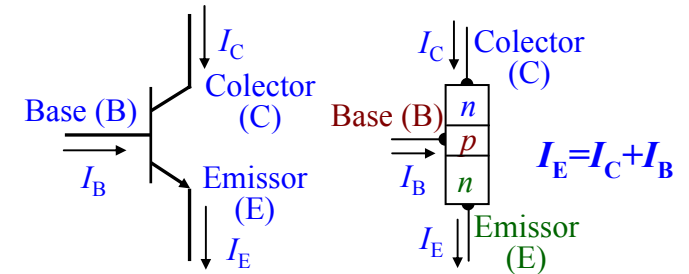
(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

O Primeiro Transístor, 1947

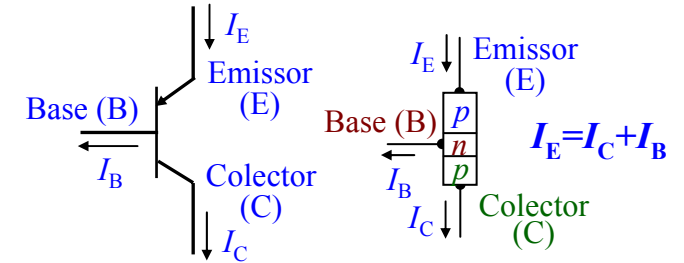


(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

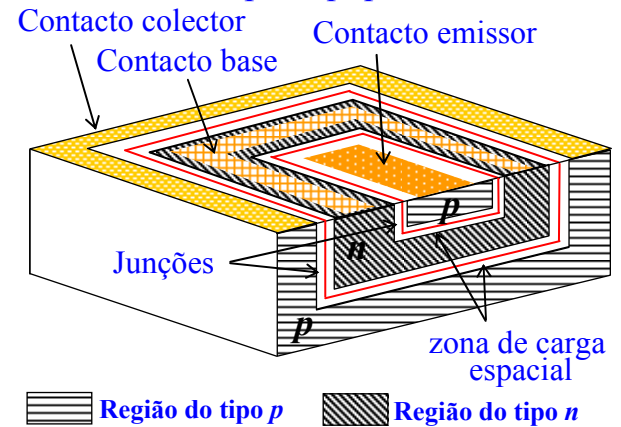
Símbolo do transístor *n-p-n*



Símbolo do transístor *p-n-p*



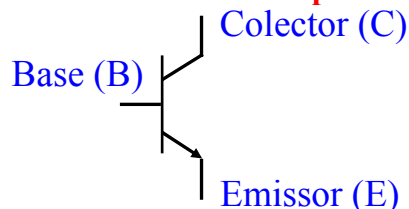
Esquema simplificado da estrutura de um transistor bipolar *pnp moderno*



Modos e Configurações de Operação de Transístores Bipolares *n-p-n*

O transistor bipolar é um componente semiconductor activo com três terminais (base, emissor e colector), que pode funcionar como um amplificador de corrente ou como comutador, de maneira análoga à válvula electrónica termo-iónica. O transistor é, em geral, usado em três configurações básicas, designadas de **emissor comum**, **base comum** e **colector comum**. O vocábulo *comum* significa aqui que o emissor, a base ou o colector estão ligados ao comum do circuito, respectivamente (directamente ou via outro componente passivo, normalmente uma resistência). A configuração **emissor comum** é a mais frequentemente utilizada e será analisada com detalhe.

Símbolo do transistor *n-p-n*

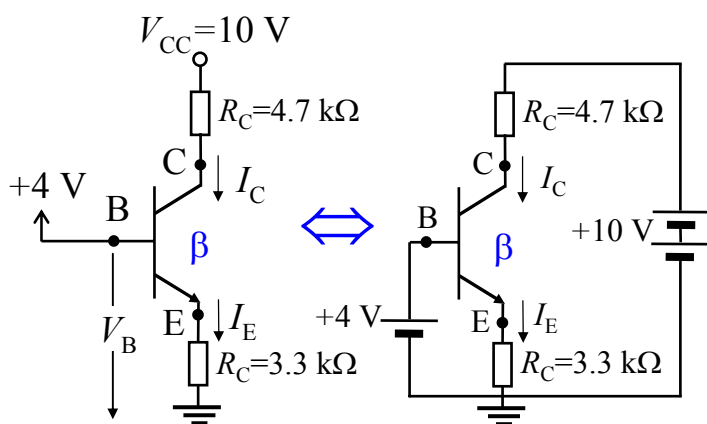


Modo de operação	Junção base-emissor	Junção base-colector
Activo	Polarização directa	Polarização inversa
Saturação	Polarização directa	Polarização directa
Corte	Polarização inversa	Polarização inversa
Activo inverso	Polarização inversa	Polarização directa

Análise dc de Circuitos com Transístores de Junção Bipolares (BJTs)

Analisa-se agora circuitos com BJTs aos quais são aplicadas, apenas, tensões contínuas. No estudo considera-se o modelo simples em que V_{BE} é constante e igual a 0.7 V, independentemente do valor da corrente.

Para o circuito abaixo determine a tensão em todos os nodos e a corrente em cada ramo. Tome $\beta=100$.



Res: Não se sabe, à partida, se o transistor está no modo activo ou não. Começa-se por admitir que o BJT está no modo activo, prosseguindo até se chegar à solução. Verificando-se, em seguida, se o BJT está de facto no modo activo. Se se confirmar, o trabalho está concluído. Caso contrário o transistor está noutra modo de operação, e deve resolver-se novamente o problema.

$$V_E = V_B - V_{BE} = 4 - 0.7 \text{ V} = 3.3 \text{ V}, I_E = (V_E - 0) / R_E = 3.3 \text{ V} / 3.3 \text{ A} = 1 \text{ mA}, I_C = \alpha I_E = 0.99 \text{ mA},$$

$$I_B = I_C / \beta = I_C / (\beta + 1) = 0.01 \text{ mA}, V_C = V_{CC} - R_C I_C = 10 - 0.099 \times 4.7 = +5.3 \text{ V}.$$

Como $V_{BC} = -1.3 \text{ V} < 0 \text{ V}$ e $V_{CE} = 2.0 \text{ V} > 0.2 \text{ V}$, o BJT está, de facto, no modo activo.

Recomenda-se a análise da resolução dos exercícios do Sedra e Smith.

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

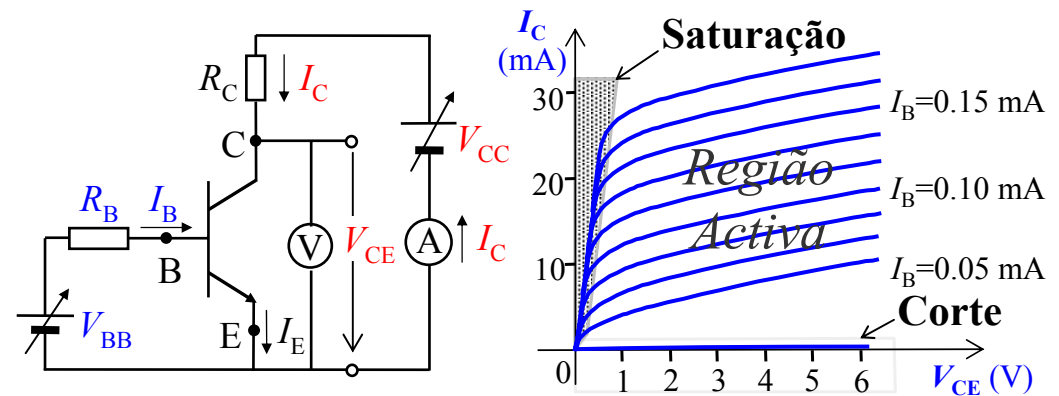
Curvas Características Típicas do Transistor Bipolar (BJT)

(ver guia do trabalho 7)

As equações que descrevem as correntes no transistor de junção bipolar (BJT), equações de Ebers-Moll (ver P. Horowitz e W. Hill, *The Art of Electronics*), permitem concluir que o BJT pode ser caracterizado por, apenas, quatro parâmetros. Estes são, em geral, fornecidos pelo fabricante, podendo, contudo, ser facilmente determinados em laboratório. As características corrente-tensão (que não são mais do que representações gráficas das eqs. de Ebers-Moll) são, em geral, fornecidas pelo fabricante.

A curva I_C-V_{BE} é uma **relação exponencial**, idêntica à do díodo (I_C é a corrente de colector e V_{BE} representa a ddp entre os terminais base e emissor). Para tensão V_{BE} inferior a cerca de 0.5 V, a corrente I_C é bastante pequena. Contudo, quando a junção base-emissor está em franca condução a tensão V_{BE} mantém-se em torno de 0.7 V: em análises de primeira ordem assume-se, em geral, $V_{BE}=0.7$ V (como no díodo). As características I_E-V_{BE} e I_B-V_{BE} são, também, **exponenciais**, embora em **diferentes escalas** (I_E é da ordem de mA, enquanto que I_B é da ordem de alguns μ A). Quando o transistor é usado na configuração **emissor comum** (a descrever mais tarde), é importante conhecer-se as características I_C-V_{CE} (V_{CE} representa a ddp entre os terminais colector e emissor), tendo a corrente de base I_B como parâmetro.

O circuito ao lado permite traçar as curvas características $I_C(V_{CE}; I_B)$ de um BJT. Para se obter estas curvas, começa-se por *escolher* um valor de I_B (determinado por V_{BB} e R_B), e aumenta-se continuamente V_{CC} , partindo de zero. O valor de R_C é imposto pelo máximo valor permitido para a corrente I_C e por V_{CC} máximo. Alterando R_B ou V_{BB} obtêm-se outros valores de I_B , podendo traçar-se novas curvas $I_C(V_{CE}; I_B)$, actuando novamente em V_{CC} .



Excepto para valores pequenos de V_{CE} (<0.2 V), para os quais o BJT já não está no modo activo, as características são *linhas* quase horizontais, o que indica uma fraca dependência de I_C na tensão V_{CE} . Esta região ($V_{CE}>0.2$ V) é designada **zona activa**, onde se verifica, aproximadamente, a relação $I_C=\beta I_B$, com β entre 50 e 1000. β designa-se por **ganho em corrente** do transistor: $\beta=I_C/I_B$.

Configuração Simples do Transistor *n-p-n* como Comutador

(ver guia do trabalho 9)

O funcionamento do transistor como elemento amplificador requer que o seu ponto de funcionamento permaneça, sempre, na região activa. Contudo, é possível operar o transistor entre os dois modos de operação extremos, a saturação e o corte. Este modo de funcionamento do BJT é usado para implementar circuitos lógicos digitais.

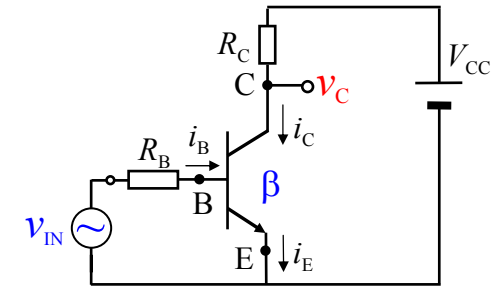
Considere-se o circuito ao lado e analise-se a saída v_C para diferentes valores da tensão de entrada v_{IN} . Se v_{IN} é inferior a 0.7 V, a corrente através da junção BE será muito pequena, podendo dizer-se que a junção não está polarizada directamente, estando o transistor em corte: $i_B=0$, $i_E=0$, $i_C=0$, e, portanto, $v_C=V_{CC}$. Notar que a junção BC está inversamente polarizada. Para retirar o transistor do corte, v_{IN} deve ser superior a 0.7 V.

Quando $v_{IN} > 0.7$ V, $i_B = (v_{IN} - V_{BE}) / R_B \approx (v_{IN} - 0.7) / R_B$. Se o BJT estiver no modo activo, tem-se: $i_C = \beta i_B$ e $v_C = V_{CC} - R_C i_C$. Se v_{CE} for inferior a $V_{CE,sat} = 0.2$ V o BJT está em saturação e $i_C = i_{C,sat}$. (Note que se $v_C = 0$ V e $v_B = 0.7$ V, a junção BC fica polarizada directamente!) A saturação ocorre quando i_C , obtida por $i_C = \beta i_B$, é superior à corrente que o circuito do colector pode suportar mantendo o BJT na região activa, i.e., quando $i_C = \beta i_B > I_{C,sat} = (V_{CC} - V_{CE,sat}) / R_C$. Em saturação $v_C = V_{CC} - R_C i_C = V_{CE} = 0.2$ V, o que corresponde a ter $i_C = I_{C,max} = I_{C,sat} = (V_{CC} - 0.2) / R_C$. Neste caso, continuar a aumentar i_B (através de v_{IN}) não altera significativamente $I_{C,sat}$. Para assegurar a saturação do BJT $i_B > I_{B,sat} = I_{C,sat} / \beta$ (ou $v_{IN} > v_{IN,sat}$).

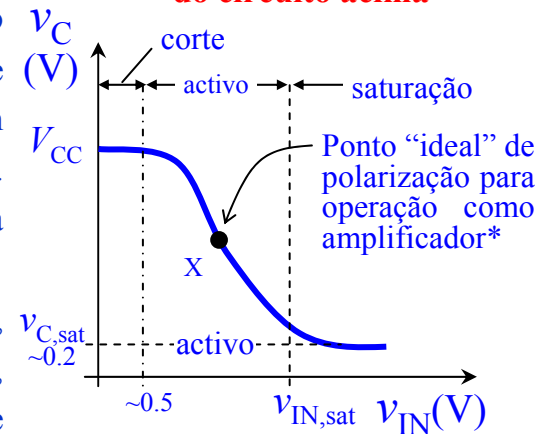
Num circuito comutador baseado no BJT, v_{IN} toma dois valores possíveis, ~ 0 e $> v_{IN,sat}$, fazendo com que o ponto de operação do BJT comute entre os modos de corte e de saturação, com v_{CE} a permutar entre $v_{CE,sat} \sim 0.2$ V e $\sim V_{CC}$. Na prática e neste caso, os valores possíveis de v_{IN} pertencem aos intervalos “zero” $\equiv [0, 0.9]$ V e “um” $\equiv [2.5, 5.0]$ V.

Exercício: determine a saída v_C quando $v_{IN} = 0$ e $v_{IN} = 5$ V. Considere $\beta = 100$, $V_{CC} = 5$ V, $R_C = 5$ k Ω e $R_B = 100$ k Ω .

*O ganho em tensão no caso de operação como amplificador é igual ao declive da função de transferência no ponto de polarização.

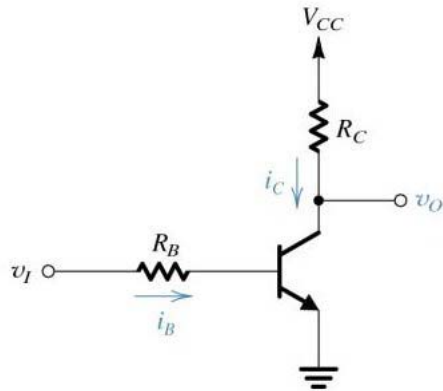


Característica de transferência do circuito acima

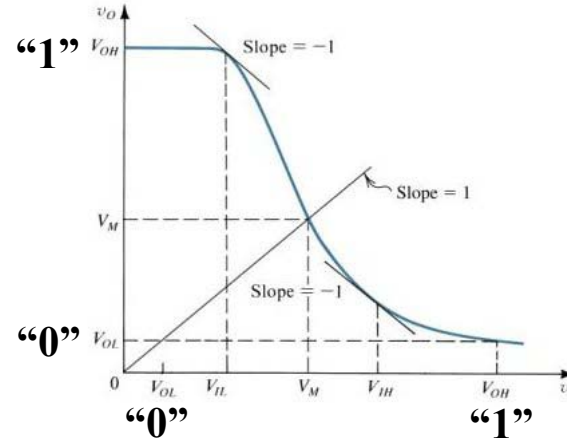


Exemplos de Funções Lógicas Implementadas com BJTs

Porta lógica NÃO (NOT) em tecnologia RTL
 (“RTL, Resistance Transistor Logic”)



Característica $v_o(v_i)$ de uma Porta Lógica NÃO (NOT)



Entrada:

“1” ~ 5 V

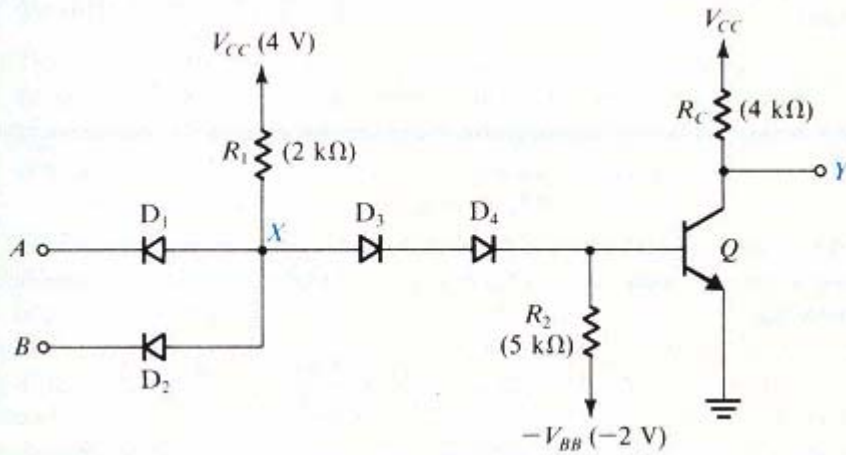
“0” ~ 0 V

Saída:

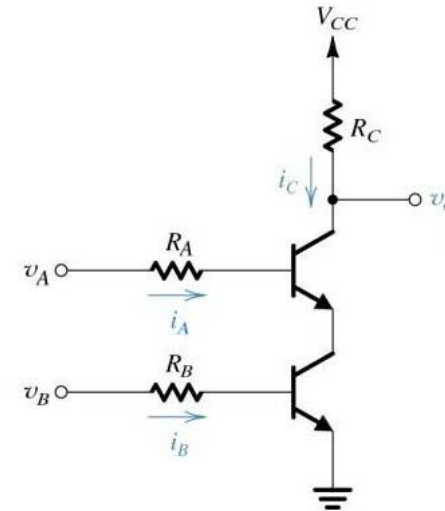
“0” ~ [0, 0.9] V

“1” ~ [2.5, 5] V

Porta lógica NÃO-E (NAND) em tecnologia DTL
 (“DTL, Diode Transistor Logic”)



Porta lógica NÃO-E (NAND) em tecnologia RTL
 (“RTL, Resistance Transistor Logic”)

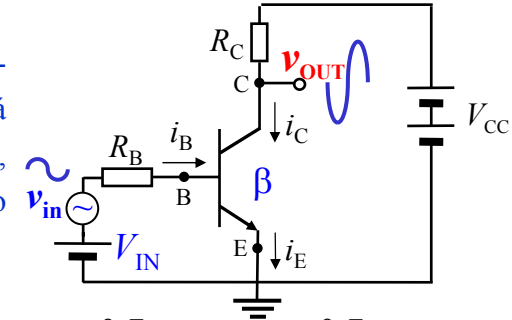


<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>

Configuração Simples do Transístor *n-p-n* como Amplificador de Tensão

(ver guia do trabalho 8)

O circuito ao lado ilustra a configuração do transístor bipolar em emissor comum. A junção base-emissor está polarizada directamente através da tensão de polarização V_{IN} . A junção base-colector está polarizada inversamente (a base está a potencial inferior ao colector) por via da tensão de polarização, V_{CC} . O sinal de tensão v_{IN} ($=V_{IN}+v_{in}$) pode, por exemplo, ser gerado por um circuito a montante do transístor. O sinal amplificado poderá actuar em circuitos ou interfaces a jusante do transístor.



No modo activo $i_C = \beta i_B$ e $i_E = (\beta + 1)i_B$ e, para transístores de Si, a ddp V_{BE} é ~ 0.7 V.

Aplicando a lei de Kirchhoff das malhas, } a malha contendo v_{IN} , tem-se: $i_B \approx \frac{v_{IN} - V_{BE}}{R_B}$, e $i_C \approx \beta \frac{v_{IN} - 0.7}{R_B} = \beta \frac{v_{IN}}{R_B} - \beta \frac{0.7}{R_B}$

Aplicando, novamente, a lei de malhas à malha contendo V_{CC} , obtém se:

$$v_{OUT} = v_{CE} = V_{CC} - i_C R_C = V_{CC} - \beta \frac{R_C}{R_B} (V_{IN} + v_{in}) + 0.7 \beta \frac{R_C}{R_B} = V_{CC} - \beta \frac{R_C}{R_B} V_{IN} + 0.7 \beta \frac{R_C}{R_B} - \beta \frac{R_C}{R_B} v_{in}$$

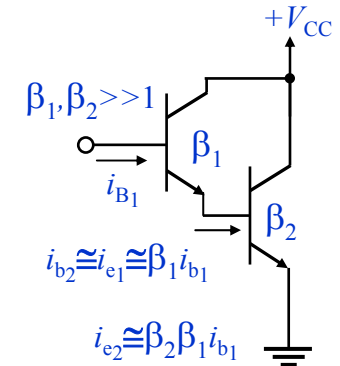
Em alguns manuais e nas informações fornecidas pelos fabricantes, o ganho dc em corrente é representado pelo símbolo h_{FE} , em vez de β .

A tensão no colector (v_{OUT}) tem, pois, um termo que é proporcional a v_{in} , $-\beta R_C / R_B$, que representa o **ganho em tensão** proporcionado pelo circuito, i.e., $A_v = v_{out} / v_{in} = -\beta R_C / R_B$. **Este ganho em tensão é, portanto, ajustável por intermédio das resistências R_C e R_B .** Notar que os sinais de entrada (*a amplificar*) e de saída (*amplificado*) estão em oposição de fase, o que muitas vezes é indicado por um ganho negativo.

A **Resistência de entrada da montagem (resistência “vista” do terminal B)**, R_{IN} , é dada pela razão entre v_b e i_b . Desprezando a ddp entre a base e o emissor, V_{BE} , $v_B \approx i_e r_e$. Como $i_e \approx i_c$, tem-se $i_e \approx \beta i_b$, obtendo-se: $R_{IN} = \beta r_e$, onde r_e é a resistência da junção base-emissor (não indicada na montagem: $r_e \approx V_T / I_E \approx 26 \text{ mV} / I_E$ – rever resistência dinâmica do díodo).

Par de Darlington

O β do transístor limita o valor máximo da resistência de entrada de algumas montagens, como por exemplo na configuração emissor-seguidor. Uma forma de aumentar a resistência de entrada é usar dois transístores na configuração conhecida como **par de Darlington**. No par de Darlington os colectores dos transístores formam um nodo que liga à tensão de polarização V_{CC} e o emissor do primeiro alimenta a base do segundo. Esta configuração tem $\beta = \beta_2 \beta_1$: a corrente emissor do primeiro transístor é $I_{E1} = \beta_1 I_{B1}$, que é a corrente base do segundo, produzindo a corrente emissor do segundo $i_{e2} = \beta_2 \beta_1 i_{b1}$. A resistência de entrada do par é $R_i \approx \beta_2 \beta_1 r_e$.

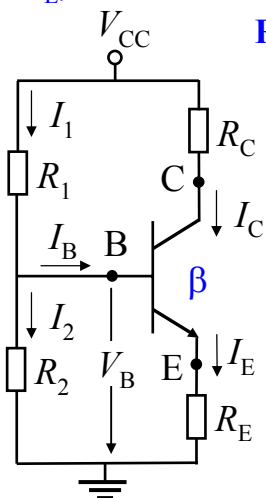


(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Circuito de Polarização Universal de um BJT

(ver guia do trabalho 7)

É possível usar apenas uma fonte de tensão dc para **polarização** do transistor, i.e., definir os valores dc de I_B , I_C e I_E , e, claro, V_B , V_C e V_E , através do circuito conhecido como **configuração de polarização universal**.



Resistência de entrada (resistência “vista” do terminal B), R_{IN} : razão entre $V_{IN}=V_B$ e a $I_{IN}=I_B$.

$$R_{IN} = \frac{V_B}{I_B}$$

Desprezando a ddp entre a base e o emissor, V_{BE} , $V_B \approx V_E = I_E R_E$. Como $I_E \approx I_C$, tem-se $I_E \approx \beta I_B$. Substituindo obtém-se: $R_{IN} \approx \frac{\beta I_B R_E}{I_B} = \beta \cdot R_E$.

Tensão de Base: $V_B = \left(\frac{R_2 // R_{IN}}{R_1 + R_2 // R_{IN}} \right) V_{CC}$. Assumindo $I_B \ll I_1$ e I_2 , V_B é, aproximadamente, dada por:

$$V_B \approx \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{CC}$$

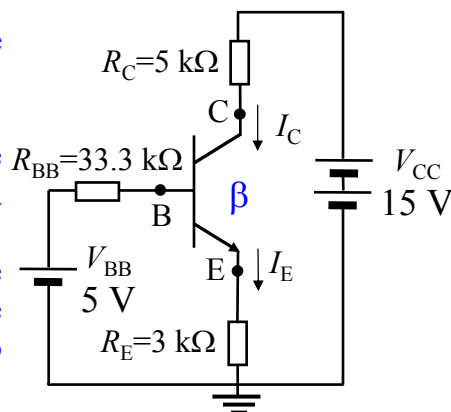
Conhecida V_B , obtém-se: $V_E = V_B - 0.7 \text{ V}$. A tensão no colector é $V_C = V_{CC} - R_C I_C$.

A tensão aos terminais colector-emissor, V_{CE} , é: $V_{CE} = V_C - V_E$. No **modo activo** $V_{CE} > 0.2 \text{ V}$.

Exercício: No circuito acima considere $R_1=100 \text{ k}\Omega$, $R_2=50 \text{ k}\Omega$, $R_C=5 \text{ k}\Omega$, $R_E=3 \text{ k}\Omega$ e $V_{CC}=+15 \text{ V}$.

Determine a tensão em todos os nodos e a corrente em cada ramo. Assuma $\beta=100$.

Res: O circuito ao lado é equivalente ao de cima, em que o circuito de polarização da base foi substituído pelo **equivalente de Thévenin** visto da base.



Da análise do circuito ao lado, resulta $V_{BB} = R_{BB} I_B + V_{BE} + R_E I_E$ (1). Substituindo $I_B = I_E / (\beta + 1)$ na eq. (1) obtém-se $I_E = (V_{BB} - V_{BE}) / [R_E + R_{BB} / (\beta + 1)] = 1.29 \text{ mA}$, $I_B = I_E / (\beta + 1) = 0.0128 \text{ mA}$. A tensão na base é dada por $V_B = V_{BE} + R_E I_E = 0.7 + 1.29 \times 3 = 4.57 \text{ V}$. Assumindo a operação no modo activo, $I_C = \alpha I_E = 0.99 \times 1.29 = 1.28 \text{ mA}$. A tensão no colector é $V_C = V_{CC} - R_C I_C = 15 - 1.28 \times 5 = 8.6 \text{ V}$. Como $V_{CB} = 4.03 \text{ V} > 0.2 \text{ V}$, o transistor está de facto no modo activo, como foi assumido.

Recomenda-se, novamente, a análise da resolução dos exercícios do Sedra e Smith, por exemplo.

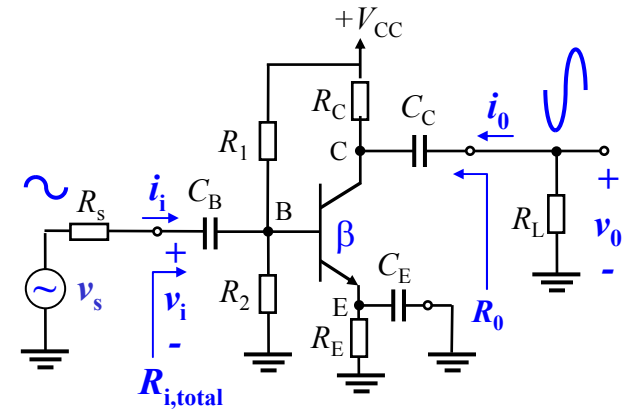
Quando o transistor está saturado $V_{CE} \sim 0.2 \text{ V}$. Em saturação não é válida a relação $I_C = \beta I_B$: as correntes obtêm-se através das leis dos nodos e das malhas, tomando o transistor como um nodo, i.e., $I_E = I_C + I_B$.

http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html

Montagem Típica de um Amplificador em Emissor Comum

(ver guia do trabalho 8)

Nesta montagem a polarização da base é feita usando um divisor de tensão. Os condensadores C_B e C_C são usados para acoplar os sinais à entrada e à saída do amplificador de forma que o gerador de sinal e a carga não afectam a polarização do transistor. Assume-se que todos os condensadores apresentam reactância próxima de zero à frequência do sinal. O condensador C_E curto-circuita à terra o sinal de tensão no emissor, sem perturbar a tensão dc no emissor. Devido ao C_E , o emissor está à terra ac (mas não dc), o que faz com que o ganho desta montagem seja bastante mais elevado que o da montagem sem C_E , i.e., a presença de C_E traduz-se num aumento do ganho em tensão do amplificador.



Considere-se a montagem amplificadora sem o C_E :

O ganho em tensão do amplificador é v_0/v_i . A tensão de saída é dada por: $v_0=R_C i_c$. O sinal na base é, aproximadamente, igual a $v_b \cong v_i \cong (R_E + r_E) i_e$, onde r_E é a resistência da junção base-emissor, não indicada na montagem ($r_E \cong V_T/I_E \cong 26 \text{ mV}/I_E$ – rever resistência dinâmica do diodo). O ganho em tensão, A_v , pode ser expresso como $A_v = v_0/v_i = R_C i_c/[i_e(R_E + r_E)]$. Dado que $i_c \cong i_e$, obtém-se: $A_v = v_0/v_i = R_C/(R_E + r_E)$. Em geral $R_E \gg r_E$, resultando $A_v = v_0/v_i \cong R_C/R_E$.

Montagem com o condensador C_E ligado em paralelo com a resistência R_E :

Agora a resistência remanescente entre a base e o emissor é apenas r_E . O ganho em tensão da montagem com o condensador C_E de curto-circuito é, portanto, igual a $A_v = v_0/v_i = R_C/r_E$. Ter em atenção que o sinal amplificado está em oposição de fase com o sinal a amplificar, o que muitas vezes é indicado com um ganho em tensão negativo.

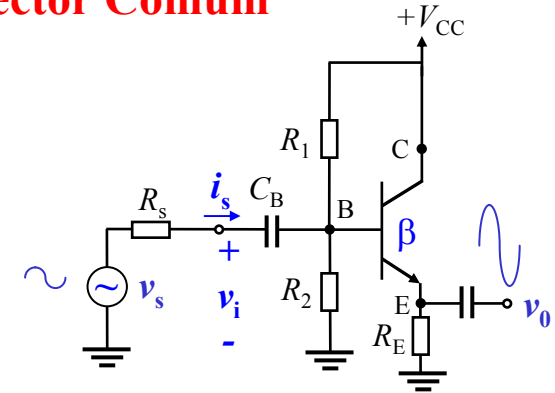
A resistência de entrada da montagem com o condensador C_E , vista pelo sinal ac, é dada por: $R_i \cong \beta r_E$. A resistência de entrada total da montagem, vista pela fonte ac, é: $R_{i,\text{total}} \cong R_1 // R_2 // R_i$. (A resistência R_C não tem qualquer efeito dado a junção base-colector estar inversamente polarizada.)

O ganho em corrente da montagem é $A_i = i_0/i_i$, onde $i_i = v_i/R_{i,\text{total}}$. O ganho em potência é o produto dos ganhos em tensão e em corrente: $A_p = A_v A_i$.

Montagem Típica de um Amplificador em Colector Comum

Esta montagem é também conhecida como montagem **emissor seguidor**. A entrada é aplicada na base e a saída é “retirada” no emissor. Não há resistência ligada ao colector.

O ganho em tensão da montagem colector comum (CC) é, aproximadamente, 1. Também nesta montagem a polarização da base é feita usando um divisor de tensão. O condensador C_B é usado para acoplar o sinal de entrada ao amplificador de forma que o gerador de sinal não afecte a polarização do transistor. Assume-se que C_B apresenta reactância próxima de zero à frequência do sinal.



Como em todos os amplificadores, o ganho em tensão do amplificador em CC é $A_v = v_o/v_i$.

Para o emissor seguidor $v_o = R_E i_e$ e $v_i = (R_E + r_E) i_e$. O ganho em tensão é $A_v = v_o/v_i = R_E i_e / [i_e (R_E + r_E)] = R_E / (R_E + r_E)$. Note que o ganho neste caso é sempre inferior a 1. Como, em geral, $R_E \gg r_E$, $A_v = v_o/v_i \cong 1$.

Dado que a tensão no emissor é a tensão de saída do amplificador, esta está em fase com a tensão da base ou tensão de entrada. Como resultado, e porque o ganho é $\cong 1$, a tensão de saída segue a tensão de entrada, daí a montagem em CC ser também conhecida como **emissor-seguidor**.

A resistência de entrada do emissor-seguidor é dada por $R_i \cong v_b/i_b = (R_E + r_E) i_e/i_b \cong \beta (R_E + r_E) \cong \beta R_E$. A resistência **de entrada total da montagem**, vista pela fonte ac, é dada por $R_{i,total} \cong R_1 // R_2 // R_i$. Como R_i pode ser bastante elevada escolhendo devidamente R_E , a configuração CC pode apresentar uma resistência de entrada muito superior à montagem EC.

A montagem emissor-seguidor é, portanto, caracterizada por apresentar elevada resistência de entrada, o que a torna bastante útil. Devido a esta elevada resistência de entrada, o circuito emissor-seguidor pode ser usado para minimizar efeitos de carga quando um circuito é ligado a outro.

O ganho em corrente da montagem emissor-seguidor é $A_i = i_e/i_s$, onde i_s é o sinal de corrente, que é obtido a partir de $i_s \cong v_s/R_{i,total}$. Se as resistências de polarização forem suficientemente elevadas tem-se $i_s \cong i_b$. Pode concluir-se, então, que o ganho em corrente da montagem é igual ao ganho em corrente do transistor, β . O ganho em corrente da montagem pode ser expresso como: $A_i = i_e/i_s \cong R_{i,total}/R_E$.

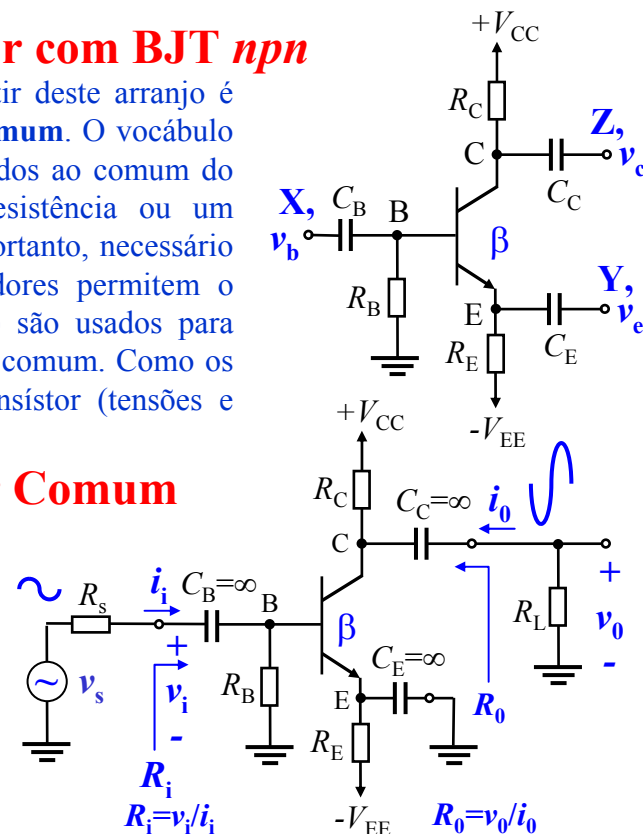
O **ganho em potência** é o produto dos ganhos em tensão e em corrente. Para esta montagem $A_p \cong A_i$.

Configuração Universal de um Amplificador com BJT npn

O circuito ao lado é conhecido como a **configuração amplificadora universal**. A partir deste arranjo é possível obter as configurações amplificadoras **emissor comum**, **base comum** e **colector comum**. O vocábulo *comum* refere-se ao facto de o emissor, a base ou o colector estarem, respectivamente, ligados ao comum do circuito (terra), directamente ou via outro componente passivo, normalmente uma resistência ou um condensador. Como indicado, são usadas duas fontes dc para a polarização do circuito. É, portanto, necessário apenas uma resistência ligada à base para estabelecer a tensão na base. Os condensadores permitem o acoplamento ac de sinais. Os condensadores (de elevada capacidade, idealmente infinita) são usados para conectar os correspondentes terminais do transistor a uma fonte de sinal, a uma carga ou ao comum. Como os condensadores bloqueiam os sinais dc, estas ligações não afectam a polarização do transistor (tensões e correntes dc). A desvantagem é a necessidade de usar condensadores de capacidade elevada.

Amplificador em Montagem Emissor Comum

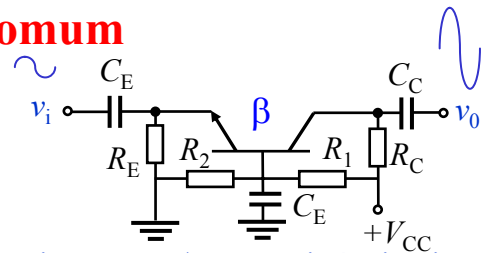
A montagem em emissor comum é obtida a partir da configuração universal, ligando o terminal Y à terra, o terminal X à fonte de sinal, e o terminal Z à resistência de carga. O condensador C_E assegura que, para sinais ac, o terminal emissor está ligado à terra do circuito, e é, por isso, um terminal comum entre a entrada e a saída (dai o nome amplificador em emissor comum). Enquanto C_B e C_C servem para acoplar os sinais de entrada e de saída, respectivamente, o condensador C_E serve para curto-circuitar o emissor à terra (para sinais ac): C_E é designado condensador de curto-circuito. A fonte de sinal é representada pelo seu equivalente de Thévenin (v_s e R_s). O circuito de carga é representado pela resistência R_L .



Montagem Típica de um Amplificador em Base Comum

A montagem base comum (BC) proporciona elevado ganho em tensão, com ganho em corrente unitário. Como apresenta baixa resistência de entrada esta montagem é a mais apropriada para certas aplicações de elevada de frequência, onde as fontes tendem a ter baixa impedância interna, tipicamente 50 Ω. A base está ligada à terra do sinal (ac), e a entrada é aplicada ao emissor. A saída é retirada do terminal colector e está em fase com o sinal de entrada. O ganho em tensão é $A_v = v_0/v_i = v_c/v_e = R_C i_c / r_E i_e \cong R_C i_c / r_E i_e = R_C / r_E$.

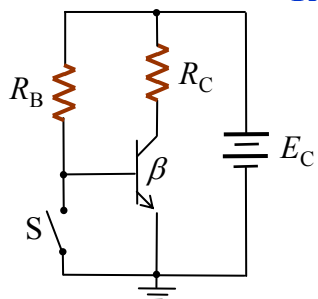
A expressão do ganho é a mesma que a da montagem em emissor comum com condensador de curto-circuito: $A_v = R_C / r_E$. A resistência vista pelo emissor aparece ao sinal de entrada como: $R_i \cong v_i / i_i = v_e / i_e = r_E i_e / i_e \cong r_E$. Vista da fonte R_E está em paralelo com R_i . Como, em geral, $r_E \ll R_E$, $R_{i,total} \cong r_E$. O ganho em corrente é a corrente de saída i_c dividida pela corrente de entrada i_e . Como $i_c \cong i_e$, o ganho em corrente do sinal é, aproximadamente, igual a 1, i.e., $A_p \cong A_v$.



Exercícios

1. Considere o circuito da figura, onde $R_C=100\ \Omega$, $R_B=2\ \text{k}\Omega$, e $E_C=30\ \text{V}$. O β ou h_{FE} do transistor é 50, a tensão colector-emissor em saturação é 0.2 V e a tensão base-emissor em condução vale 0.7 V. Calcular as correntes e as tensões no transistor para os dois estados do interruptor S (aberto e fechado).

Res: S fechado



Como $V_B=0\ \text{V}$ e $V_E=0\ \text{V}$, resulta que $V_{BE}=0\ \text{V}$. Em consequência $I_B=I_C=I_E=0\ \text{A}$ e $V_{CE}=E_C=30\ \text{V}$.

S aberto

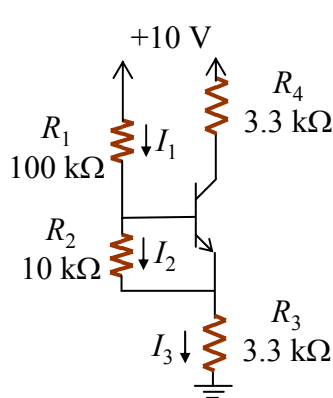
Quando S está aberto: $I_B=(E_C-V_{BE})/R_B=14.65\ \text{mA}$, $I_C=\beta I_B=0.7325\ \text{A}$ e $I_C=(\beta+1)I_B=0.7472\ \text{A}$. Será que o transistor está em saturação? **Verificação:** a corrente máxima possível no ramo do colector é dada por: $I_{C,sat}=(E_C-V_{CE,sat})/R_C=0.298\ \text{A}$, donde se conclui que $I_C=\beta I_B > I_{C,sat}$, i.e., o transistor está claramente em corte. Assim: $I_B=14.65\ \text{mA}$, $I_C=298\ \text{mA}$ e $I_E=I_B+I_C=312.65\ \text{mA}$. $V_E=0\ \text{V}$, $V_B=0.7\ \text{V}$, $V_C=E_C-R_C I_C=0.2\ \text{V}$.

2. Para o circuito da figura, determine as correntes de base, no emissor e no colector e as tensões de base, de emissor e de colector para $\beta=100$ e β infinito. Use $V_{BE}=0.7\ \text{V}$ para transistores em condução, e $V_{CE,sat}=0.2\ \text{V}$ para transistores em saturação.

Res: Admitindo que o transistor está em condução e na zona linear, $V_{BE}=0.7\ \text{V}$. Em consequência $I_2=V_{BE}/R_2=0.07\ \text{mA}$. Aplicando a lei das malhas à malha formada por R_1 , R_2 e R_3 , tem-se: $10\ \text{V}=R_1 I_1+R_2 I_2+R_3 I_3$ ou $10-0.7\ \text{V}=R_1(I_B+I_2)+R_3[(\beta+1)I_B+I_2]$, (foram usadas as seguintes igualdades: $I_1=I_B+I_2$, $I_3=I_E+I_2=(\beta+1)I_B+I_2$). Obtém-se: $I_B=(9.3-7.0-0.231)/[R_1+R_3(\beta+1)]=2.069/[R_1+R_3(\beta+1)]$.

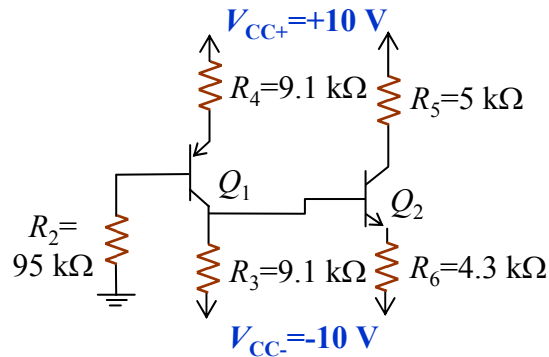
Para $\beta=100$, obtém-se: $I_B=4.812\ \mu\text{A}$, $I_C=0.481\ \text{mA}$ e $I_E=0.486\ \text{mA}$; $V_E=R_3(I_E+I_2)=1.835\ \text{V}$, $V_B=V_E+V_{BE}=2.535\ \text{V}$, e $V_C=V_{CC}-R_C I_C=8.413\ \text{V}$. Como $V_{CE}=V_C-V_E > V_{CE,sat}=0.2\ \text{V}$, pode concluir-se que o transistor está de facto na região activa.

Para $\beta=\infty$, obtém-se: $I_B=0\ \text{A}$, $I_1=I_2=0.07\ \text{mA}$, resultando $V_B=V_{CC}-R_1 I_1=3\ \text{V}$, $V_E=V_B-V_{BE}=2.3\ \text{V}$, $I_E=V_E/R_3=0.697\ \text{mA}$ e $I_C=I_E=0.697\ \text{mA}$. $V_C=V_{CC}-R_4 I_C=7.7\ \text{V}$. Claramente, $V_{CE}=V_C-V_E > V_{CE,sat}=0.2\ \text{V}$ e, portanto, pode concluir-se que o transistor está de facto na região linear.

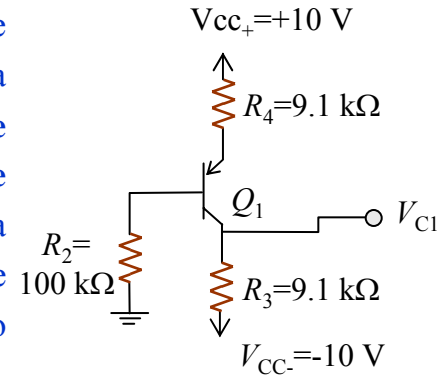


(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

3. Considere o circuito ao lado. Calcule as tensões aos terminais base, emissor e colector dos transístores, e as correntes em todos os ramos. Assuma, para ambos os transístores, $\beta=100$ e $|V_{BE}|=0.7$ V.



Res: Para resolver o exercício, começasse por assumir que ambos os transístores estão no modo activo, i.e., que é válida a relação $i_C = \beta i_B$ (a confirmar). **Admitindo que a corrente de base do segundo transístor é muito menor que a corrente de colector do primeiro transístor**, pode-se assumir que a corrente na resistência R_3 é praticamente igual à corrente de colector do primeiro transístor I_{C1} , i.e., o segundo andar não afecta de forma significativa a polarização do primeiro andar.



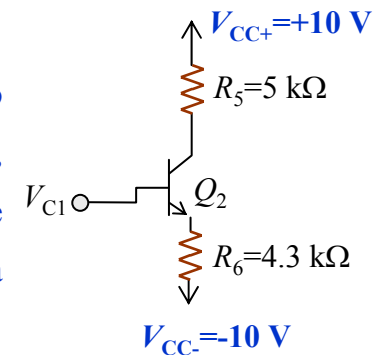
A resolução deste tipo de circuitos é, em geral, aproximada, o que na maior parte das situações é mais do que suficiente

(Ver comentário no Sedra e Smith)

Considera-se *primeiro* o primeiro andar – figura à direita, acima (redesenhe sempre, e as vezes que for necessário, o circuito na folha de respostas):

Analisando a malha $V_{CC} \rightarrow R_4 \rightarrow V_{EB} \rightarrow R_4 \rightarrow$ comum: $10 = R_4 I_E + 0.7 + R_2 I_B$. Tendo em conta que se assumiu que $i_E = (\beta + 1)i_B$: $10 - 0.7 = R_2 I_{B1} + (\beta + 1)R_4 I_{B1}$, $I_{B1} = 9.3 / (1014.1) = 9.17 \mu A$. $I_{E1} = (\beta + 1)I_{B1} = 0.926$ mA, $I_{C1} = \beta I_{B1} = 0.917$ mA. $V_{B1} = R_2 I_{B1} = 0.871$ V, $V_{E1} = V_{CC+} - R_4 I_{E1} = 1.57$ V, $V_{C1} = R_3 I_{C1} + V_{CC-} = -1.66$ V. Como $V_{EC1} > 0.2$ V, pode-se concluir que o transístor Q_1 está no modo activo, como se assumiu anteriormente.

Análise do segundo andar (desenhar o circuito na folha de respostas): Tendo em conta a introdução acima, $V_{B2} = V_{C1} = -1.66$ V, podendo concluir-se que $V_{E2} = V_{B2} - V_{BE2} = -2.36$ V. $I_{E2} = (V_{E2} - V_{CC-}) / R_6 = 1.78$ mA, $I_{C2} = \alpha I_{E2} = 1.76$ mA, $I_{B2} = I_{C2} / \beta = 17.6 \mu A$. $V_{C2} = V_{CC+} - R_5 I_{C2} = 1.20$ V. Como $V_{CE2} > 0.2$ V, pode-se concluir que também o transístor Q_2 está no modo activo. Repare que $I_{C1} = 917 \mu A \gg I_{B2} = 17.6 \mu A$, como se tinha admitido, e, portanto, a aproximação feita é uma boa aproximação.



(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Princípio de Funcionamento do Transístor Bipolar *pnp*

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Princípio de Funcionamento do Transístor Bipolar *pnp*

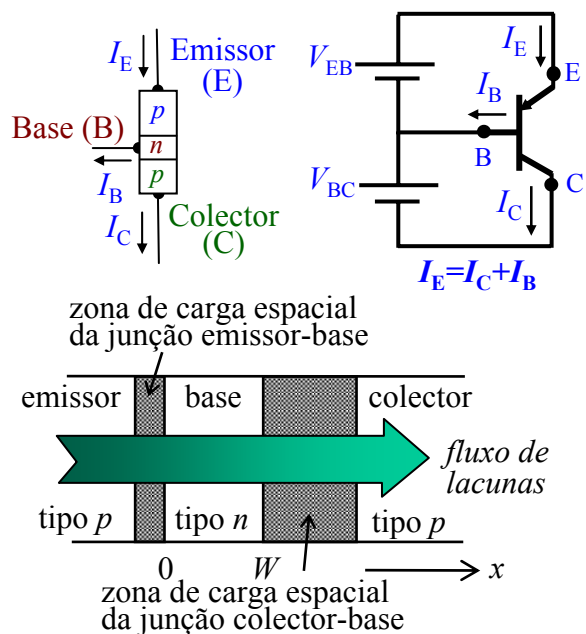
Tendo em conta que a estrutura de um transístor bipolar corresponde a duas junções *pn* “em série”, com a região *n* em comum. (Aconselha-se a consulta das notas sobre junções *pn* e do guia do 3º trabalho.) Uma vez que o transístor *nnp* é tratado no guia do 5º trabalho, analisa-se aqui, apenas, o funcionamento do transístor *pnp*. No entanto, todas as considerações são válidas para transístores *nnp*, trocando, apenas, o papel dos electrões e das lacunas, e invertendo as polaridades das ddp e os sentidos de corrente.

A região de material SC comum às duas junções *p-n* é chamada **base**. As outras duas regiões são designadas **emissor** e **colector**. Embora estas duas últimas regiões tenham condutividade do mesmo tipo, têm, normalmente, propriedades físicas e eléctricas diferentes, resultantes de graus de dopagem diferentes. As dimensões são, também, geralmente diferentes. A junção entre o emissor e a base é designada por **junção emissor-base (JEB)**; a outra é designada **junção colector-base (JCB)**.

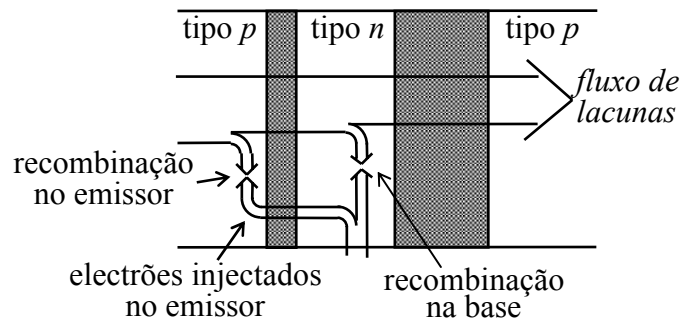
Quando o transístor *pnp* é utilizado como elemento de controlo ou como amplificador, a junção emissor-base está polarizada directamente, e a junção colector-base está polarizada inversamente. Nestas circunstâncias, diz-se que o transístor está a operar na região activa/linear ou modo activo/linear.

No modo activo, a operação do transístor *pnp* pode ser entendido em termos do fluxo de portadores minoritários (na base) através da fina zona da base entre as duas junções. Quando a junção EB está polarizada directamente (ver figura), são injectadas lacunas na base (onde são portadores minoritários) vindas do emissor (onde são portadores maioritários) - **corrente do emissor** - tal como num diodo de junção *pn* polarizado directamente. Ao contrário do que acontece no diodo, onde a grande maioria destas lacunas se recombinam com os electrões existentes na região *n*, no transístor a quase totalidade das lacunas vindas do emissor consegue atingir a junção CB, que em operação normal está polarizada inversamente (ver figura).

A corrente do emissor depende fortemente da ddp na junção emissor-base pelas mesmas razões que a corrente directa de um diodo depende fortemente da sua ddp; reduções pequenas da altura da barreira de potencial da junção fazem com que um número elevado de portadores maioritários esteja disponível para injeção, de forma que a concentração de portadores nos extremos da zona de carga espacial cresce exponencialmente com a ddp directa na junção.



(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)



Ao atingirem a zona espacial de carga da junção colector-base (CB), as lacunas são arrastadas, pelo campo eléctrico existente na junção CB, para o colector, que está a um potencial inferior ao da base: **corrente do colector**. Como no modo activo a junção colector-base está polarizada inversamente não há injeção de portadores negativos da base para o emissor e de lacunas do emissor para a base, e as lacunas provenientes da base dominam a corrente do colector. A pequena fracção de lacunas vindas do emissor que não chega à junção colector-base, recombina-se com os electrões de condução (majoritários) da base, que são repostos pela fonte de polarização da junção emissor-base: **corrente da base**.

Normalmente, a corrente de base é muito inferior à corrente do colector, que é, portanto, praticamente igual à corrente do emissor. A corrente de base é necessária para compensar a recombinação que ocorre na base e para manter a injeção dos portadores majoritários da base em direcção ao emissor. A corrente de base é, em geral, muito pequena, dado a base ser uma região muito estreita e o tempo de vida dos portadores ser longo devido à pouca dopagem. Acresce ainda que o emissor é bastante mais dopado que a base, minimizando assim a injeção inversa para o emissor. A corrente que flui no trajecto emissor-colector (normal às junções) está sob o controlo directo da ddp na junção EB e é, praticamente, independente da ddp na junção CB.

A **corrente no colector** é independente da ddp na junção CB, pelas mesmas razões que a corrente inversa de um díodo é independente da ddp inversa (desde que seja algumas vezes superior a $k_B T/e$). A barreira de potencial na junção CB é suficientemente elevada para bloquear inteiramente o fluxo de portadores das regiões em que são majoritários para as regiões em que são minoritários, enquanto o campo eléctrico associado 'varre' os portadores para fora das regiões em que estão em minoria. A taxa a que os portadores minoritários são 'varridos' depende apenas da taxa com que os portadores minoritários chegam ao limite da região da base do lado do colector, e é independente da intensidade do campo. Assim, não existe dependência da corrente na ddp inversa.

Verifica-se, como no caso do díodo polarizado directamente, que a corrente no colector é controlada, directamente, pela polarização da junção emissor-base, i.e., pela ddp entre o emissor e a base. Contudo, a falta de acoplamento entre a corrente de colector e a ddp colector-base é, apenas, uma aproximação. Os modelos físicos mais completos incluem a dependência da largura da base na ddp colector-base, já que a largura da zona de carga espacial da junção CB depende da sua ddp. À medida que a zona de carga espacial aumenta, com o aumento da ddp inversa, a largura da base diminui.

A designação transistor bipolar é resultante da presença simultânea dos dois tipos de portadores de carga.

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Na descrição que se segue apenas será considerado o fluxo de carga devido à difusão de portadores. As correntes de arrastamento devido aos portadores gerados termicamente são, geralmente, pequenas e não são consideradas nesta análise. Nos transístores *pnp* a corrente é devida quase exclusivamente a lacunas do emissor injectadas na base, como resultado da polarização directa da JEB. A junção emissor-base é fabricada de forma assimétrica (o emissor tem uma dopagem muito superior à da base). Tendo em conta que a base é bastante estreita, em equilíbrio, a concentração dos portadores minoritários (lacunas) na base diminui linearmente do emissor para o colector. A concentração será máxima no emissor $[p_B(0)]$ e mínima no colector, i.e., os gradientes das concentrações dos portadores minoritários e majoritários na região da base são, praticamente, independente da posição. Como em qualquer junção *pn* polarizada directamente, $p_B(0)$ é proporcional a e^{V_{EB}/V_T} . Dado que a difusão de lacunas é proporcional a e^{V_{EB}/V_T} e que a corrente é proporcional à concentração de portadores livres (lacunas), a corrente no colector é proporcional a e^{V_{EB}/V_T} , i.e., $I_C = I_S e^{V_{EB}/V_T}$, onde I_S é a **corrente de saturação**, que é directamente proporcional à **área da junção EB** e inversamente proporcional à **espessura da base**.

A **corrente de base** é composta por duas componentes. A parte dominante resulta da injeção de electrões da base no emissor. Esta corrente é proporcional a e^{V_{EB}/V_T} e à concentração de dopantes na base. A segunda componente é devida aos electrões que têm que ser fornecidos pelo circuito externo de forma a compensar os electrões perdidos nos processos de recombinação que ocorrem na base. O número de lacunas (e o número de electrões) que tomam parte no processo de recombinação é proporcional à concentração $p_B(0)$ e à largura da base. Portanto, ambas as componentes da corrente de base são proporcionais a e^{V_{EB}/V_T} . A componente da corrente no emissor devida aos electrões injectados no emissor, vindos da base, é pequena porque a base é muito menos dopada que o emissor. A corrente de portadores minoritários injectados, que flui perpendicularmente ao plano das junções, é, aproximadamente, a mesma no colector e no emissor, pois a recombinação na base é extremamente reduzida. A corrente de base é, portanto, uma fracção da corrente de colector: $I_B = I_C / \beta$ ou $I_B = (I_S / \beta) e^{V_{EB}/V_T}$, onde β representa o **ganho de corrente em emissor-comum**.

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

O parâmetro β varia de transistor para transistor. Em geral, β está compreendido entre 50 e 1000. O valor de β depende fortemente da largura da base e dos graus de dopagem do emissor e da base. Para obter um β elevado (o que é bastante desejável uma vez que β representa um parâmetro de ganho) a base deve ser estreita e pouco dopada e o emissor fortemente dopado.

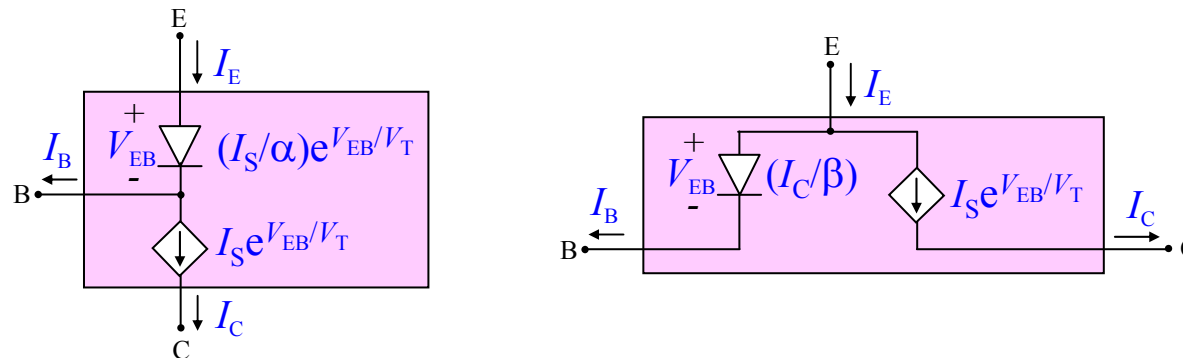
Dado que a corrente que entra no transistor deve ser igual à que sai, a corrente no emissor é igual a soma das correntes do colector e da base: $I_E = I_C + I_B$. Assim, $I_E = (\beta + 1)I_B$ ou $I_C = \alpha I_E$, onde $\alpha = \beta / (\beta + 1)$. O parâmetro α corresponde ao **ganho de corrente em base comum**.

Ter em atenção que as relações $I_E = (\beta + 1)I_B$ e $I_C = \alpha I_E$ só são validas para a operação no regime linear ou modo activo.

Em alguns manuais e nas informações fornecidas pelos fabricantes, o ganho em corrente dc é representado pelo símbolo h_{FE} em vez de β .

Modelos Equivalentes de Grande Sinal de um Transistor *pnp*

A discussão apresentada do transistor corresponde ao modelo de primeira ordem. A figura abaixo apresenta dois circuitos equivalentes de grande sinal de um transistor *pnp* operando no modo activo.



De forma análoga se obtém os modelos para transistores *npn*.

Regimes Não-Lineares

A análise realizada até aqui é baseada nos pressupostos seguintes: a junção emissor-base está directamente polarizada e a junção colector-base está inversamente polarizada (ambas com um valor bastante superior a $k_B T/e$). Estas condições definem os limites da região de comportamento linear (entre a corrente de colector e a corrente de base: $I_E = \beta I_B$).

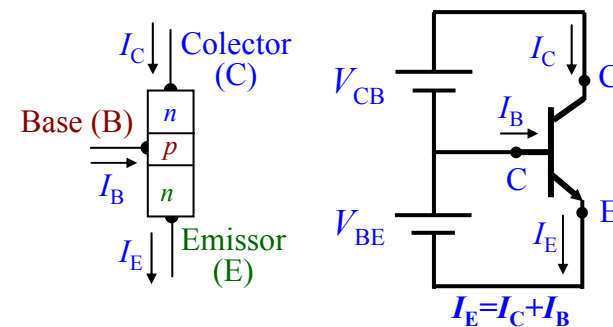
Uma das formas de sair do regime de funcionamento linear é tornar a junção emissor-base inversamente polarizada. Nesta condição, diz-se que o transistor está em **corte** (“cut off”). Em corte não há injeção de portadores do emissor na base, e todas as correntes nos terminais são pequenas (\ll mA) e independentes das ddp nas junções.

O transistor também pode sair da região activa se a junção colector-base se tornar directamente polarizada. O dispositivo diz-se então **saturado**. Em **saturação** há injeção através das duas junções, e as ddp através das duas junções directamente polarizadas são pequenas e relativamente independentes das correntes. É claro que entre as diferentes regiões de funcionamento existe uma transição contínua.

Outra região de funcionamento possível corresponde à situação em que a junção emissor-base esta polarizada inversamente, e junção colector-base polarizada directamente. Esta região é equivalente a trocarmos o emissor com o colector na análise que fizemos da região activa, a única diferença corresponde ao facto de os transístores não serem, em geral, simétricos na estrutura física e nas dopagens, donde os parâmetros α e β serem diferentes para esta situação. As características terminais são, assim, obviamente diferentes e piores que no caso linear.

Transistor Bipolar npn

A versão dual do transistor pnp é o transistor npn cuja configuração e símbolo estão representados na figura ao lado. A sua operação é análoga à descrita para o transistor pnp, invertendo todas as tensões e os sentidos das correntes. No modo activo/linear a JBE está polarizada directamente, enquanto que a JBC está inversamente polarizada.



(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Transístores de Efeito de Campo

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

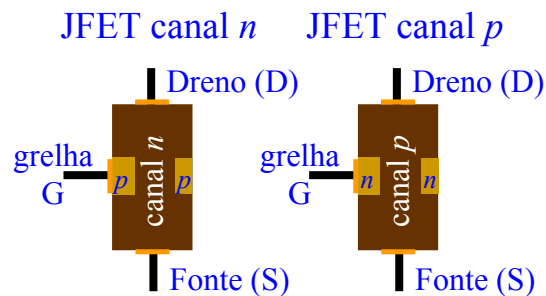
Transístores de Efeito de Campo

O transístor bipolar é um dispositivo **controlado por corrente**, i.e., a corrente de base controla a quantidade de corrente no colector. Os transístores de efeito de campo (FETs) são componentes **controlados por tensão**, i.e., a ddp entre os terminais **grelha** e **fonte** determina a magnitude da corrente através do dispositivo. Na verdade, é o campo eléctrico estabelecido pela fonte de tensão aplicada a estes terminais que controla a corrente entre os terminais **dreno** e a fonte. Nos FETs a corrente é devida a um só tipo de portadores (electrões ou lacunas), sendo estes transístores também conhecidos como unipolares. Quando comparados com os BJTs, os FETs apresentam resistências de entrada muito mais elevadas ($\sim M\Omega - G\Omega$), o que é vantajoso em certas aplicações.

O conceito de FET foi apresentado nos anos trinta do século passado, sendo, contudo, apenas demonstrado nos anos sessenta. O FET mais popular é o “metal-oxide semiconductor FET” (MOSFET). Os MOSFETs podem ter dimensões muito inferiores às dos JBTs, e são mais fáceis de fabricar. Uma das grandes vantagens dos MOSFETs prende-se com o facto de as funções lógicas digitais e as memórias poderem ser implementadas exclusivamente com MOSFETs (i.e., não sendo necessário nem resistências nem díodos). Por esta razão a maioria dos circuitos de elevada escala de integração [“very large scale integrated (VLSI) circuits”] são feitos usando a tecnologia MOS. Exemplos são os microprocessadores e os *chips* de memória.

O FET mais comum é o MOSFET de enriquecimento. Os FETs unipolares de junção são também populares como componentes discretos (estes apresentam resistências de entrada menores que os MOSFETs).

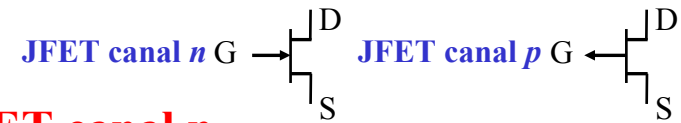
Transístores de Efeito de Campo Unipolares de Junção



Os transístores de efeito de campo de junção (JFETs) são um tipo de FET que usa uma junção *p-n* polarizada inversamente para controlar a corrente no canal do dispositivo. Os JFETs podem ser de canal *n* ou de canal *p*. O JFET de canal *n* (*p*) é obtido dopando duas regiões de um cristal semiconductor tipo *n* (*p*) com impurezas aceitadoras (dadoras). As regiões tipo *p* (*n*) no JFET de canal *n* (*p*) formam o terminal **grelha** do FET (G, de “gate”). No esquema ao lado, apenas uma ligação à grelha é indicada.

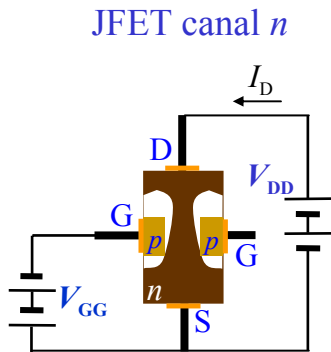
(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Os símbolos dos JFETs canal n e canal p estão indicados nas figuras ao lado.



Princípio de Funcionamento do JFET canal n

A figura ao lado ilustra a operação de um FET do tipo n . O terminal positivo da fonte de tensão V_{DD} é ligado ao terminal dreno (D) e o negativo ao terminal fonte (S). O terminal negativo da fonte V_{GG} é conectado à grelha (G) do FET, e o terminal positivo ao dreno (D) do transistor. Notar que V_{GG} polariza inversamente a junção pn . As áreas a branco em torno das regiões p representam as zonas de depleção criada pela polarização inversa. Esta região é mais extensa entre a grelha e o dreno porque a tensão inversa entre estes terminais é maior do que entre a grelha e a fonte. O JFET é sempre operado com a junção pn polarizada inversamente.

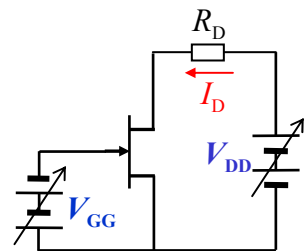


A polarização inversa da junção GS produz a depleção do canal n , o que aumenta a sua resistência. A largura efectiva do canal é controlada variando a tensão aplicada à grelha e, portanto, a quantidade de corrente no dreno I_D .

Características I-V do JFET Canal n

Considere o circuito abaixo. Comece por assumir que a tensão $V_{GS}=0$ V. Aumentando V_{DD} (e portanto V_{DS}) a partir de zero,

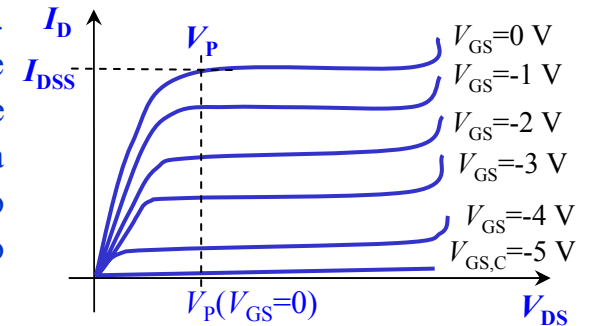
I_D cresce proporcionalmente até atingir um **valor máximo (saturação)**, após o que permanece praticamente constante (saturação), mesmo continuando a aumentar V_{DD} . O valor de V_{DS} , com $V_{GS}=0$ V, para o qual I_D satura é chamado **tensão de estrangulamento** (“pinch-off”), V_P (valor característico de cada FET, que no caso de FETs canal n é negativo). I_D aumenta até que $V_{DS}=V_P$, porque a resistência do canal varia muito pouco, dado que a região de depleção é pouco extensa para produzir um efeito significativo: **zona óhmica** (nesta região V_{DS} e I_D estão relacionadas pela lei de Ohm). No intervalo em que I_D é ~ constante, a zona de depleção alarga-se, aumentando a resistência, o que anula o efeito do aumento de V_{DS} .



No estrangulamento:

$$I_D \cong I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

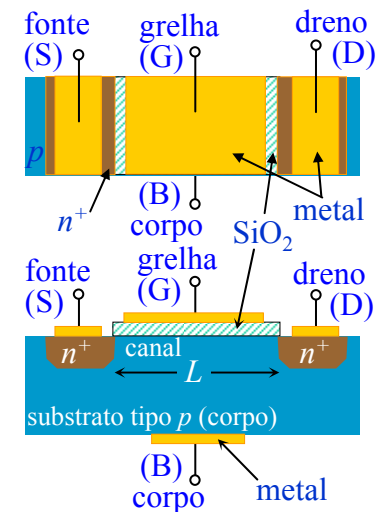
O JFET canal n opera na região de estrangulamento se: $V_{DS} \approx V_{GS} - V_P$, onde V_P é negativo. O valor da corrente correspondente à tensão de estrangulamento é I_{DSS} (corrente dreno-fonte com a grelha curto-circuitada). O valor I_{DSS} é a corrente máxima que um FET pode “produzir”, e vem sempre especificado para $V_{GS}=0$ V. Contudo, existe um valor de V_{DS} a partir do qual a corrente recomeça a crescer rapidamente, ocorrendo a destruição do dispositivo. Claro está, que o componente deve ser operado com valores de V_{DS} inferiores ao valor de ruptura e na região I_D - V_{DS}



em que $I_D \sim$ constante. Considere-se agora que V_{GG} é diferente de zero e que a grelha (G) está a um potencial inferior ao da fonte (S), i.e., $V_{GS} < 0$. As junções GD e GS ficam mais inversamente polarizadas. Para um mesmo valor de V_{DD} , verifica-se que, agora, I_D decresce à medida que V_{GS} se torna mais negativa e que o JFET atinge o estrangulamento (região de corrente constante) para valores de V_{DS} inferiores a V_P , i.e., **a corrente I_D é controlada por V_{GS}** . O valor de V_{GS} que torna $I_D \sim 0$ é designado tensão de corte, $V_{DS,corte}$. O decréscimo de I_D resulta do alargamento da região de depleção, que chega mesmo a ocupar toda a região do canal entre a região das grelhas. O JFET deve ser operado entre $V_{GS}=0$ e $V_{GS,corte}$. Neste intervalo de tensão GS, I_D varia entre o máximo I_{DSS} e um mínimo (quase zero). Em resumo, para um JFET canal n , quanto mais negativa for V_{GS} menor será o valor de I_D na região de corrente constante. O JFET canal p opera da mesma maneira, apenas requerendo $V_{DD} < 0$ e $V_{GS} > 0$: na região de estrangulamento $V_{DS} \approx V_{GS} - V_P$, onde V_P é positivo.

MOSFET de Enriquecimento

As figuras ao lado mostram de forma esquemática a estrutura física de um MOSFET de enriquecimento canal n . O transistor é fabricado num substrato tipo p , que é um cristal de silício. Duas regiões tipo n , dreno e fonte, são criadas no substrato. Uma camada fina (~ 0.1 μm) de SiO_2 , excelente isolador eléctrico, é crescida na superfície do substrato, cobrindo as áreas entre as regiões dreno e fonte. De seguida é depositado metal no óxido, formando o terminal grelha do dispositivo. Contactos metálicos são também depositados nas regiões do dreno, da fonte e na superfície do substrato oposta ao óxido, designada corpo. Assim, são formados quatro terminais: a grelha (G), o dreno (D), a fonte (S) e do substrato ou corpo (B). Como é costume, o nome “metal-oxide semiconductor FET” deriva da estruturas física do dispositivo.



Princípio de Funcionamento do MOSFET de Enriquecimento

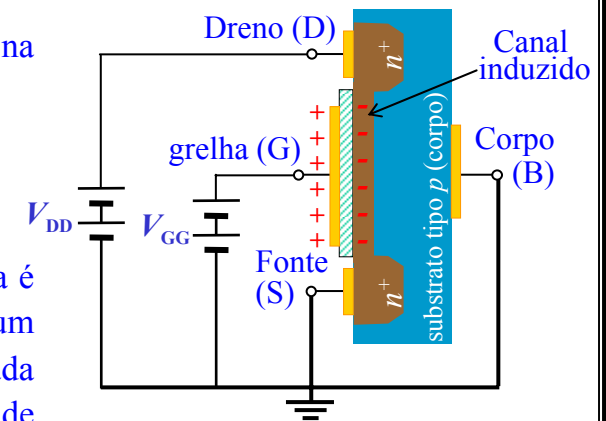
O **MOSFET de Enriquecimento** não tem um canal estrutural. Notar que o substrato estende-se até à camada de sílica. Num dispositivo de canal n , quando a grelha é polarizada positivamente acima de um valor mínimo, $V_{GS,min}$, induz-se um canal por formação de uma camada estreita de cargas negativas na região do substrato adjacente à região de SiO_2 . A condutividade do canal é aumentada, aumentando a ddp entre a grelha e a fonte, porque atrai mais electrões para a região do canal (zona entre as regiões de tipo n). Para tensões V_{GS} inferiores a $V_{GS,min}$, não há formação do canal.

Os símbolos dos MOSFETs de enriquecimento de canal n e de canal p estão indicados na figura abaixo, à direita. As linhas quebradas denotam a ausência de canal estrutural.

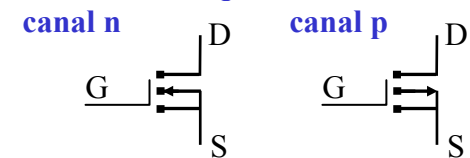
Cuidados no Manuseamento de MOSFETs e Circuitos com MOSFETs

Dado que a grelha está isolada do canal (pela camada de sílica), a resistência de entrada é extremamente elevada (idealmente infinita). A corrente de fuga na grelha, I_{GSS} , para um dispositivo típico é da ordem de pA, enquanto que num JFET é nA. Como a grelha, a camada de sílica e o canal formam um condensador, pode acumular-se carga devido à combinação de uma capacidade e de uma resistência muito elevada. A corrente provocada por uma descarga electrostática (ESD, “Electrostatic discharge”) pode danificar o MOSFET.

Para evitar a descarga electrostática e a destruição de componentes com MOSFETs deve-se: 1) embalar os componentes numa esponja condutora; 2) todos os instrumentos usados na embalagem, teste ou montagem devem estar ligados à terra; 3) o pulso do *manipulador* deve estar conectado à terra através de um pulseira condutora e um fio em série com uma resistência elevada; 4) nunca se deve retirar um MOSFET de um circuito enquanto este estiver *energizado*; 5) nunca aplicar sinais a um MOSFET enquanto o circuito não estiver ligado.



MOSFET de enriquecimento



Polarização de JFETs e MOSFETs

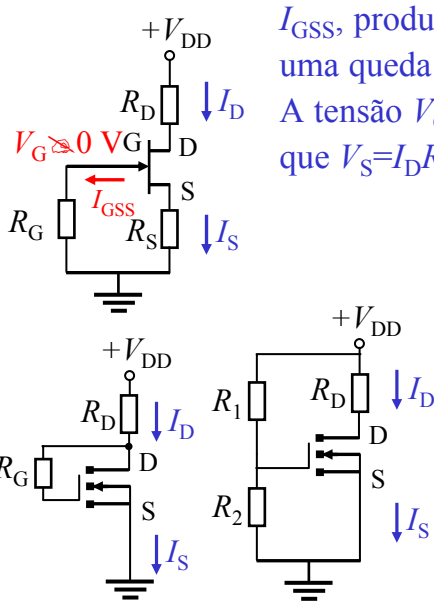
O JFET deve ser operado de forma que a junção GS está sempre polarizada inversamente. Esta condição requer que uma V_{GS} negativa para JFETs de canal n e uma V_{GS} positiva para JFETs de canal p . Isto pode ser conseguido através de uma configuração de auto-polarização: ver exemplos para JFETs canal n e MOSFETs de enriquecimento.

Notar que a grelha é polarizada através da resistência R_G ligada à terra, em ~ 0 V. A corrente inversa de fuga, I_{GSS} , produz uma tensão pequena através de R_G , que pode ser desprezada na maior parte das situações. I_S produz uma queda de tensão através de R_S e torna a fonte positiva relativamente à grelha. Como $I_S = I_D$ e $V_G = 0$, $V_S = I_D R_S$. A tensão $V_{GS} = V_G - V_S = 0 - I_D R_S$. Assim, $V_{GS} = -I_D R_S$. A tensão no dreno, relativamente à terra, é $V_D = V_{DD} - I_D R_D$. Dado que $V_S = I_D R_S$, $V_{DS} = V_D - V_S = V_{DD} - I_D (R_D + R_S)$.

Ter em atenção que no MOSFET de enriquecimento, a tensão V_{GS} deve ser superior ao valor limite $V_{GS,lim}$. O divisor de tensão no circuito ao lado deve assegurar que a grelha está mais positiva que a fonte, excedendo $V_{GS,lim}$: $V_{GS} = [R_2 / (R_1 + R_2)] V_{DD}$ e $V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D$.

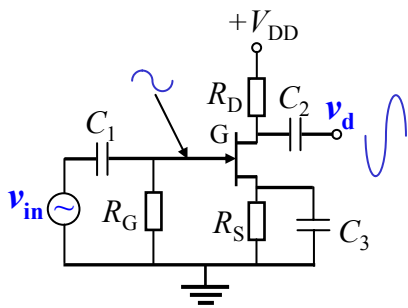
Exercícios:

- 1) Considere no circuito de cima $I_D \approx 5$ mA, $V_{DD} = 15$ V, $R_D = 1$ k Ω , $R_S = 220$ Ω , $R_G = 10$ M Ω . Determine V_{GS} e V_{DS} . **Sol:** $V_{DS} = 8.9$ V e $V_{GS} = -1.1$ V.
- 2) No circuito da esquerda, considere $V_{GS} = 8.5$ V, $R_G = 10$ M Ω , $R_D = 4.7$ k Ω , $V_{DD} = 15$ V e $V_{GS,lim} = 3$ V. Determine I_D . **Sol:** $I_D = 1.38$ mA.



Amplificadores FET

O circuito ao lado corresponde ao amplificador JFET de fonte comum. A resistência R_D serve para manter a grelha a ~ 0 V e o seu elevado valor (vários M Ω) evita a carga da fonte de sinal. Como R_D é muito grande, o condensador assegura que a grelha está ligada à terra ac. O sinal de entrada provoca a variação da tensão V_{GS} , o que induz a variação da corrente de dreno. A alteração de I_D traduz-se numa variação da tensão no dreno com respeito à terra. Novamente, os sinais v_{in} e v_d estão em oposição de fase.



(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Circuitos não lineares com amplificadores operacionais

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Realimentação Positiva. Circuitos Não-Lineares com AMPOPs

A realimentação positiva reforça a acção do sinal de entrada em vez de a contrariar. A tensão de saída vai tender mais rapidamente para a saturação, em $-V_{CC}$ ou em $+V_{CC}$, conforme a polaridade do sinal de entrada e o terminal em que é aplicada. Nos **circuitos não-lineares** o sinal de saída é um sinal que não é uma transformação linear do(s) sinal(is) aplicados nas entradas.

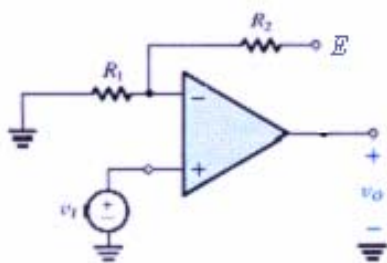
Quando o ampop é usado numa montagem em que não há realimentação, tipicamente satura pelo que geralmente se reduz a um simples comparador. No entanto, existem diversas aplicações que utilizam comparadores, como, por exemplo, na implementação de ADCs *Flash*, onde são usados para comparar a tensão de entrada com um nível de referência. As montagens em que os ampops são realimentados positivamente, i.e., montagens em que há uma realimentação entre a saída e o terminal não-inversor do ampop, são, geralmente, instáveis. Nestas, o ampop opera nas zonas de saturação e, possivelmente, oscila.

Os exemplos mais comuns de aplicações que tiram partido deste comportamento são os circuitos osciladores multivibrador e o *aestável*. Outro exemplo de realimentação positiva é o comparador *Schmitt-trigger*, a apresentar em seguida. Este circuito tem dois estados estáveis e uma zona de **histerese** sendo por vezes referido como circuito **bi-estável**. O pormenor curioso de funcionamento do Schmitt trigger é que a tensão de entrada não fixa univocamente a tensão de saída. O Schmitt trigger funciona como um comparador mais rápido devido à acção da realimentação positiva.

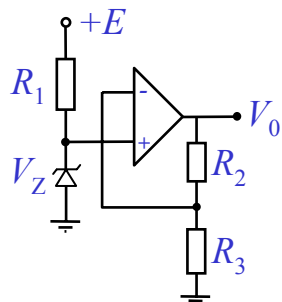
Comparador de Tensão e Gerador de Onda Quadrada

O circuito comparador simples (a entrada - está ligada directamente à terra) transforma uma onda sinusoidal em uma onda quadrada. (A amplitude da onda quadrada é ligeiramente inferior à tensão de alimentação do amp-op.) No circuito ao lado, a entrada inversora é ligada a uma tensão de referência fixa: $V_- = R_1 E / (R_1 + R_2)$. Na entrada não-inversora é aplicada a tensão a comparar. Enquanto v_i for menor que a tensão de referência, a saída será, aproximadamente, igual à tensão

de alimentação $-V_{CC}$. Quando v_i ultrapassa ligeiramente o valor aplicado à entrada inversora, o comparador comuta, e v_o passa a ser, aproximadamente, igual $+V_{CC}$. (Há dispositivos que realizam a operação de comparação mais eficazmente que os ampops de aplicação geral: os **comparadores de tensão**.)



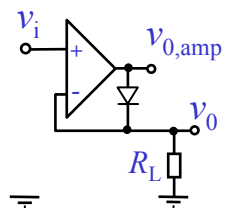
Fonte de Alimentação Regulável de Baixa Potência



O circuito abaixo corresponde a um comparador em circuito fechado, podendo funcionar como uma fonte de alimentação regulável de baixa potência. A corrente de saída pode ser aumentada se se colocar um transistor à saída do comparador. O circuito estabiliza e regula a tensão V_0 . Em condições normais de operação os valores de tensão nas entradas positiva e negativa são os mesmos. Mas se a tensão de saída V_0 diminuir, a queda de tensão em R_3 é menor, e a tensão na entrada não-inversora fica superior à da entrada inversora e o comparador reage aumentando o valor da tensão de saída V_0 , compensando a diminuição ocorrida antes.

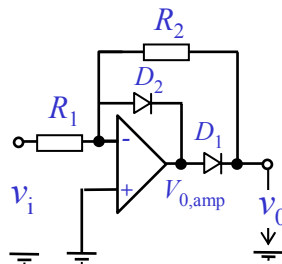
Se a tensão de saída aumentar a correcção é análoga. A tensão de saída V_0 pode ser alterada variando a razão R_2/R_3 : $V_0 \cong V_Z(R_2+R_3)/R_3$.

Rectificadores de Precisão: Super Díodo e Rectificação de Meia Onda com Ganho



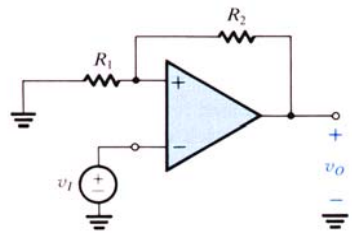
Om ampop, pelo facto de poder ser realimentado, elimina as quedas de tensão nos díodos em condução. O circuito ao lado é um rectificador de precisão capaz de rectificar sinais da ordem de um volt. Esta operação não pode ser realizada só com díodos, já que o resultado seria uma tensão praticamente nula devido à queda de tensão nos diversos componentes. Com este circuito é possível rectificar tensões da ordem de V_{D0}/A_v , sendo V_{D0} a queda de tensão no díodo e A_v o o ganho em malha aberta do ampop. O circuito é conhecido como **super díodo**.

Princípio de funcionamento: Se v_i for superior a V_{D0}/A_v , a tensão à saída do ampop torna-se positiva e o díodo fica polarizado directamente, conduzindo. A realimentação negativa feita pelo díodo causa um **curto-circuito virtual** entre as entradas do ampop e, portanto, a tensão no terminal inversor que é v_0 é igual à tensão no terminal não inversor v_i . Quando v_i é inferior a V_{D0}/A_v , a saída do ampop torna-se negativa e o díodo fica bloqueado. A corrente através do díodo é nula e, portanto, a corrente através de R_L é nula e, em consequência, $v_0=0$. Neste caso, a tensão à saída do amp-op é $v_{0,amp} = -V_{CC}$ (tensão de alimentação).



O circuito ao lado é um rectificador activo de meia onda que amplifica o sinal. Se v_i é negativa, a tensão **à saída do ampop** $V_{0,amp}$ é positiva e, portanto, D_1 conduz, ficando D_2 bloqueado. Neste caso a **saída** será: $v_0 \cong -v_i R_2/R_1$. Pelo contrário, se v_i é positiva, a saída do ampop $V_{0,amp}$ será negativa e, consequentemente, D_2 conduzirá e D_1 fica bloqueado. A entrada inversora é realimentada através de D_2 e sua tensão será a da entrada não-inversora, sendo, portanto, igual a zero volt. A tensão de saída v_0 será igual à tensão da entrada não-inversora, que é nula.

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

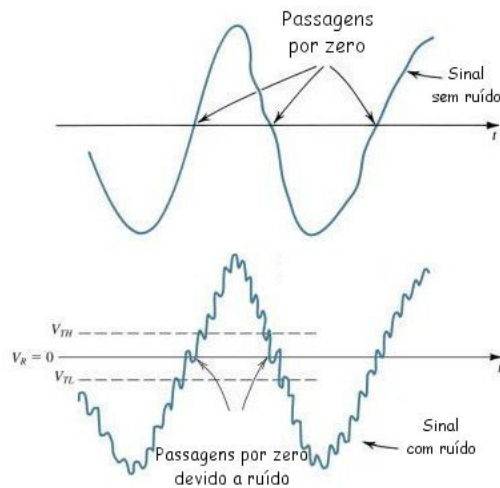
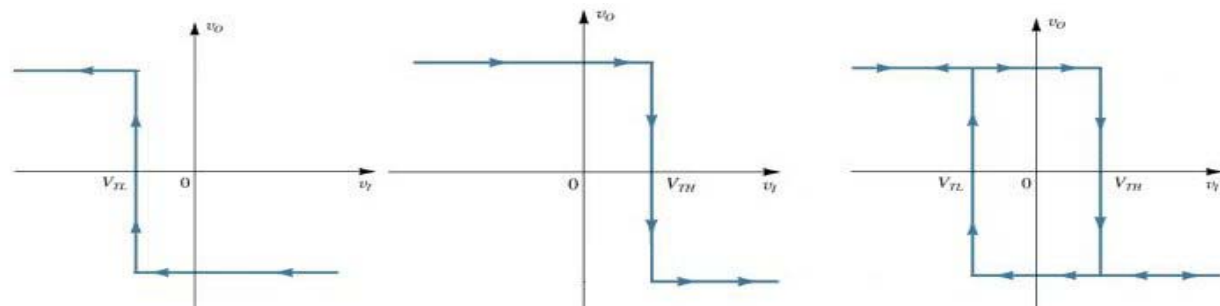


Comparador Schmitt-Trigger Inversor

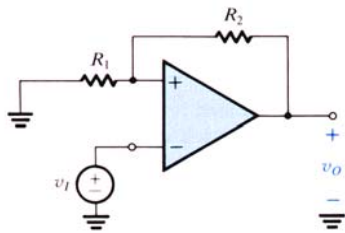
O comparador *Schmitt-trigger*, também conhecido como circuito bi-estável, difere de um comparador normal pelo facto de a sua característica $v_o(v_i)$ incluir uma zona não unívoca na vizinhança da tensão de comutação, vulgarmente referida como zona de histerese, tal como é apresentado na figura abaixo. A característica $v_o(v_i)$ pode ser descrita pela sobreposição das outras

duas, sendo a primeira válida se o ampop estiver inicialmente na zona de saturação negativa, e sendo válida a segunda no caso de o ampop estar inicialmente na zona de saturação positiva. A tensão de saída do comparador na zona correspondente a $V_{TL} < v_i < V_{TH}$ - zona de histerese - depende do seu estado anterior, tal como é descrito pelo sentido das setas. Esta característica pode ser usada em sistemas de comunicação para evitar possíveis problemas de comutação devido à existência de ruído sobreposto com o sinal de entrada. A zona de histerese evita que ocorram oscilações na saída do comparador

provocadas por ruído que afecte a zona em que acontece a comutação porque cria uma margem de protecção a esse ruído. Efeito do Ruído no Limiar de Comutação: a figura abaixo indica a zona crítica em causa.



A primeira onda representa uma sinusóide sem ruído aplicada na entrada do comparador. A segunda onda representa a mesma entrada com ruído de alta frequência. A saída de um comparador normal apresentaria comutações devidas ao ruído na passagem por zero volt. A utilização de um comparador *Schmitt-trigger* resolve este problema, dado que a comutação no sentido ascendente só acontece quando a tensão de entrada ultrapassa V_{TH} , ou no sentido descendente quando a tensão de entrada for inferior a V_{TL} . Ou seja, só há uma transição indesejada se o módulo do ruído for superior a $V_{TH} - V_{TL}$, esta diferença define a margem de ruído. O dimensionamento da zona de histerese deve ter em conta a amplitude máxima de ruído previsível, pois uma margem muito alargada introduz um atraso considerável na comutação. Este atraso é devido ao facto de a comutação não se dar durante a passagem pela tensão de comparação, e é tanto maior quanto maiores forem as margens V_{TL} e V_{TH} .



Análise de Funcionamento do Schmitt-Trigger Inversor

A tensão v_i é comparada à tensão v_+ . A tensão no terminal não-inversor pode assumir dois valores:

$$v_+ = V_{TH} = +V_{CC}R_2/(R_1+R_2) \quad \text{e} \quad v_+ = V_{TL} = -V_{CC}R_2/(R_1+R_2).$$

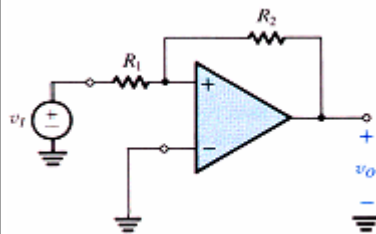
Seja $v_i < V_{TL}$, $v_o = +V_{CC}$. Se v_i aumentar, v_o mantém-se em $+V_{CC}$, até que $v_i \geq V_{TH}$, altura em que v_o comuta para $-V_{CC}$. Se continuar a aumentar, v_o mantém-se em $-V_{CC}$. Se v_i começar a diminuir, v_o mantém-se em $-V_{CC}$, até que $v_i \leq V_{TL}$, altura em que v_o comuta para $+V_{CC}$. Isto é, para valores compreendidos entre $V_{TL} = -V_{CC}R_2/(R_1+R_2)$ e $V_{TH} = +V_{CC}R_2/(R_1+R_2)$, o estado da saída deste circuito depende do seu estado anterior, i.e, o circuito possui memória. A saída pode tomar dois estados estáveis possíveis: circuito biestável.

A largura da janela de histerese, ΔV_{jh} , é dada por: $\Delta V_{jh} = V_{TH} - V_{TL} = 2V_{CC}R_2/(R_1+R_2)$.

Numa generalização do circuito, na resistência R_2 pode estar aplicada uma tensão de referência. Neste caso o centro da janela de histerese, V_{Cjh} , é dada por:

$$V_{Cjh} = V_{ref}R_1/(R_1+R_2).$$

Comparador Schmitt-Trigger Não-Inversor



O circuito ao lado corresponde ao comparador *Schmitt-trigger* não-inversor. Para obter a função de transferência do comparador começa-se por aplicar o princípio da sobreposição ao circuito linear formado por R_1 e R_2 . Expressando v_+ em termos de v_i e v_o obtém-se: $v_+ = v_iR_2/(R_1+R_2) + v_oR_1/(R_1+R_2)$.

Da expressão anterior, verifica-se que se a saída do circuito está no estado $v_o = +V_{CC}$, valores positivos de v_i não terão qualquer efeito. Para comutar o circuito para o estado $v_o = -V_{CC}$, v_i deve ter um valor negativo suficiente para fazer com que v_+ se torne inferior a zero. Assumindo $v_o = +V_{CC}$ e fazendo $v_+ = 0$ obtém-se $v_i = V_{TL} = -V_{CC}R_1/R_2$. Da mesma forma se verifica que o circuito comuta de $v_o = -V_{CC}$ para $v_o = +V_{CC}$ quando $v_i = V_{TH} = +V_{CC}R_1/R_2$.

Osciladores

Um oscilador é um circuito que produz na saída uma forma de onda periódica a partir de tensão(ões) contínua(s). Não é necessário aplicar qualquer sinal periódico à entrada. A saída pode ser sinusoidal ou não sinusoidal, dependendo do tipo de oscilador. Em geral, a operação de osciladores é baseada no princípio de realimentação positiva. Essencialmente, um oscilador converte energia eléctrica na forma de uma corrente contínua em energia eléctrica na forma de uma corrente. Consiste num amplificador (para o ganho) e numa malha de realimentação positiva que introduz uma diferença de fase e produz atenuação. Com estes elementos é formada uma malha fechada na qual o sinal de auto-sustenta, sem ser aplicado qualquer sinal exterior, produzindo-se uma onda periódica na saída: oscilação.

As condições de oscilação são:

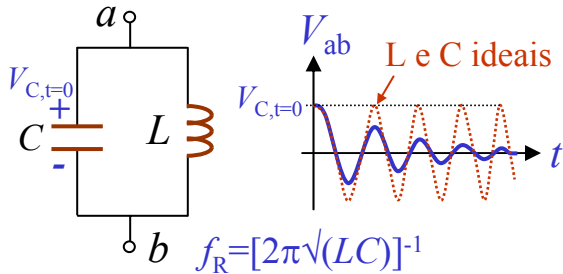
a) a ddf ao longo da malha de realimentação é zero; b) o ganho estacionário ao longo da malha de realimentação deve ser igual a um (ganho unitário) de forma a sustentar a oscilação. Durante o período de estabelecimento da oscilação (regime transitório), o ganho em tensão da malha fechada deve ser superior a um, de forma a que a amplitude do sinal aumente até atingir o valor desejado. Em geral, a oscilação inicia-se a partir do ruído térmico. De seguida, o ganho deve ser reduzido para um, para que a amplitude do sinal se mantenha no nível desejado.

O ganho em tensão da malha fechada é o produto do ganho da montagem amplificadora (A_{MA}) e da atenuação do circuito de realimentação/atenuação (A_{CA}): $A_{MF} = A_{MA}A_{CA}$. A selecção da frequência de oscilação é realizada pelo circuito de realimentação/amplificação ou ambos. Se o ganho em malha fechada for superior a um, a saída saturará ao fim de alguns períodos, produzindo a distorção da onda. Se o ganho for inferior a 1, a onda será progressivamente atenuada, acabando por se anular. Uma vez estabelecida a oscilação, o ganho é controlado de forma que permanece exactamente igual a um. Se, por exemplo, a atenuação da malha de realimentação for 0.01, a malha de amplificação deve ter um ganho exactamente igual a 100, para compensar a atenuação e não criar distorção indesejada.

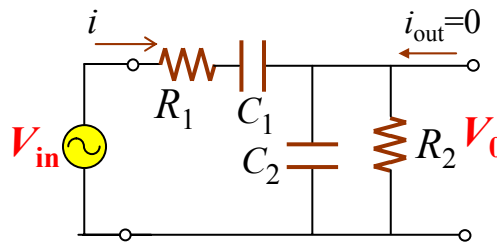
Oscilador de Cristais de Quartzo. Circuito LC Ressonante. Oscilador de Ponte de Wien.

O quartzo e outras substâncias, tais como a turmalina e os sais de Rochelle, tem propriedades **piezoeléctricas**. O quartzo, que conjuga a actividade piezoeléctrica e a rigidez mecânica, é muito usado na construção de osciladores. Quando se aplica uma tensão alternada entre as duas faces de um cristal de quartzo, exercem-se forças no seu interior que originam uma vibração de frequência igual à da tensão aplicada. Osciladores baseados em cristais de quartzo são, em geral, bastante precisos e estáveis, sendo muito usados em sistemas digitais.

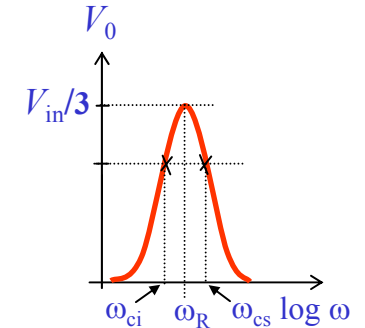
Circuito LC Ressonante



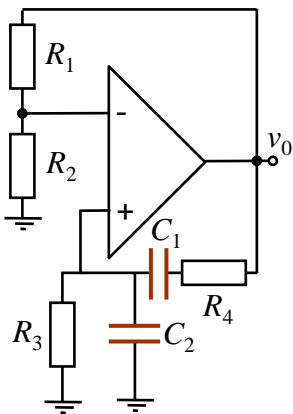
Ponte de Wien



Se $R_1=R_2=R$ e $X_1=X_2$:
 $f_R=(2\pi RC)^{-1}$
 e $V_{0,max}=V_{in}/3$.

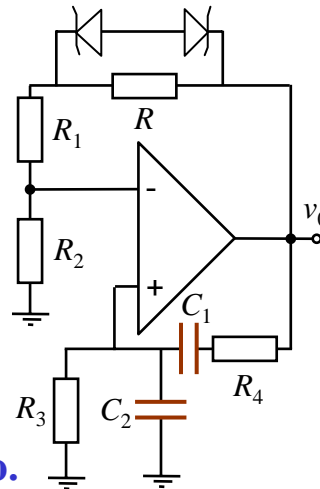


Oscilador de Ponte de Wien



Para que se cumpram as condições de oscilação ($A_{MF}=A_{MA}A_{CA}=3$):
 $R_1=2R_2$, $R_3=R_4$ e $C_2=C_1$.
 A frequência de oscilação é $f_R=(2\pi RC)^{-1}$.

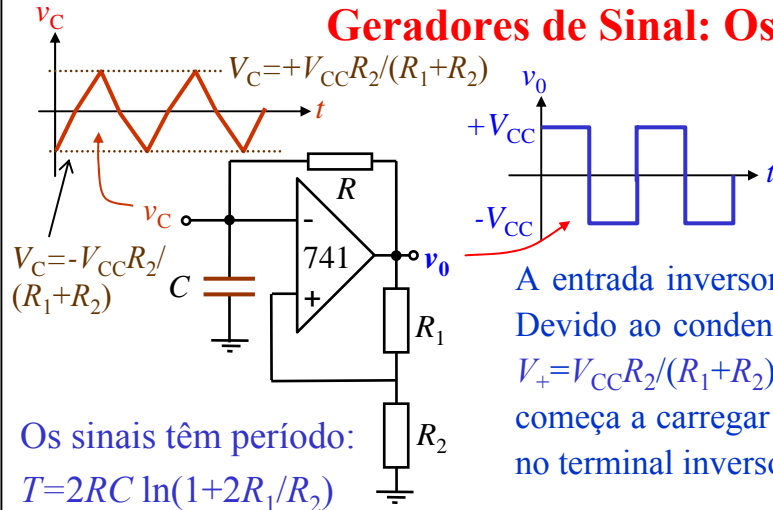
R_1 e R_2 fixam a amplitude da oscilação.



Quando a alimentação da montagem é ligada, ambos os zener actuam como aberto, ficando R em série com R_1 e o ganho é dado por: $A_{MF}=3+R/R_3$. Quando v_0 atinge V_Z+V_D , os zener começam a conduzir, curto-circuitando R , e o ganho decresce para 3. Dai em diante o ganho total é igual a 1, mantendo-se a oscilação estacionária. Os zener limitam o ganho através de um comportamento não-linear.

Exercício: se $R_4=R_5=R=10$ k Ω , $C_1=C_2=C=0.001$ uF, $R_2=10$ k Ω , $R_1=20$ k Ω , $R=10$ k Ω , e $V_Z=4.7$ V, determine f_R , A_{MA} inicial e A_{MA} final.

Geradores de Sinal: Oscilador de Onda Quadrada em Relaxação



Neste circuito a entrada não-inversora do ampop está ligada ao divisor de tensão constituído pelas resistências R_1 e R_2 , de maneira que a tensão aplicada nessa entrada, v_+ , é proporcional à saída: $V_+ = V_0 R_2 / (R_1 + R_2)$.

A entrada inversora está ligada a uma rede constituída pela resistência R e pelo condensador C . Devido ao condensador, a tensão no terminal inversor não sofre variações bruscas. Se $V_0 = +V_{CC}$, $V_+ = V_{CC}R_2/(R_1+R_2)$ e $V_- = V_{CC}R[1 - e^{-t/RC}]$. Quando $V_- = V_{CC}R_2/(R_1+R_2)$, $V_0 = -V_{CC}$, o condensador começa a carregar para $-V_{CC}$, sendo o processo invertido ao passar por: $-V_{CC}R_2/(R_1+R_2)$. A tensão no terminal inversor, na sua tentativa de atingir $\pm V_{CC}$ vai, portanto, oscilar entre $\pm V_{CC}R_2/(R_1+R_2)$.

Os sinais têm período:
 $T = 2RC \ln(1 + 2R_1/R_2)$

Temporizadores

A temporização, de um modo geral, consiste em atrasar ao ligar ou ao desligar, ou ambas as coisas, a acção de um dispositivo. Corresponde também ao controle de determinados intervalos de tempo.

Muitos temporizadores usam circuitos RC. Quando se aplica tensão continua E a um troço de um circuito constituído por um condensador e uma resistência, o condensador demora um certo tempo a atingir a carga máxima. A tensão aos terminais do condensador é dada por $v_C = E \cdot R [1 - e^{-t/RC}]$. O instante t é dado por $t = RC \cdot \ln[E/(E - v_C)]$. O processo análogo ocorre na descarga do condensador através da resistência. Aproveitando todas as possibilidades oferecidas pelo circuito RC, podem construir-se temporizadores.

O ampop é o elemento activo de muitos temporizadores, funcionando como comparador. Os temporizadores com transístores são também comuns.

Temporizador Analógico Integrado 555

O integrado 555 é um circuito muito estável que temporiza com grande precisão e que, além disso, pode funcionar como oscilador. A duração do intervalo de tempo ou do período de oscilação são definidos pelos componentes exteriores ao integrado. Muitos circuitos temporizadores incluem para além do 555, circuitos integrados digitais capazes de contarem impulsos.

Introdução à Electrónica Digital

(Estudar guia do 5º trab. Prático.)

Nos sistemas analógicos, estudados até aqui, é dado significado a toda e qualquer variação/alteração nos sinais. Nos sistemas digitais os sinais apenas podem assumir uma gama de valores discretos. Nos sistemas digitais binários, os sinais assumem apenas um de dois valores possíveis (representados por duas gamas de valores de tensão ou de corrente), designados pelos valores binários 0 e 1 (valores lógicos 0 e 1). A unidade de informação digital binária é designada por **bit** (“binary information digit”).

Sistemas Combinacionais: sistemas em que o estado das saídas é apenas função do estado presente das entradas.

Sistemas Sequenciais: sistemas em que o estado das saídas é função da sequência de estados das entradas.

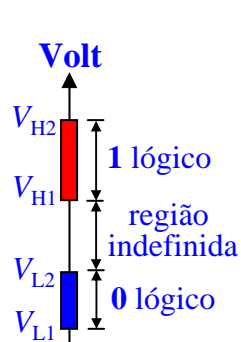
Introdução à Electrónica Digital

Os circuitos/componentes analisados até aqui incluem-se na designação Electrónica Analógica. Os circuitos/componentes a estudar pertence ao ramo da Electrónica Digital. A grande diferença reside, essencialmente, no seguinte aspecto: enquanto na Electrónica Analógica as sinais (quer de entrada quer de saída) podem variar de um modo contínuo dentro de limites relativamente largos, em Electrónica Digital os sinais (quer entradas quer saídas) apenas podem pertencer a duas gamas de valores. Em circuitos digitais, as tensões assumem um número limitado de valores. Os sistemas digitais mais comuns empregam dois valores e são referidos como sistemas binários. Circuitos digitais operam com sinais de entrada binários e produzem sinais de saída também binários. É costume designar esses dois intervalos de tensão por **um** e **zero**, símbolos **1** e **0**, ou alto (*high*) e baixo (*low*), ou ainda por verdadeiro e falso. Os circuitos digitais são aplicados quase universalmente, em comunicações, controlo, instrumentação, e, claro, em computação. A complexidade de um circuito digital vai desde de um número pequeno de portas lógicas até computadores completos (um microprocessador) ou memórias de milhões de bits.

Lógica Positiva

Em circuitos binários, dois valores distintos de tensão podem representar os dois valores das variáveis binárias. Contudo, em virtude das inevitáveis tolerâncias dos componentes e efeito do ruído, que alteram por vezes os níveis de tensão, dois intervalos distintos de tensão são usualmente definidos.

Como mostra a figura abaixo, se o valor do sinal de tensão está compreendido no intervalo $[V_{L1}, V_{L2}]$, o sinal é interpretado (pelo circuito digital) como um **0** lógico. Se, por outro lado, o sinal pertence ao intervalo $[V_{H1}, V_{H2}]$, é interpretado como **1** lógico. As duas regiões de tensão são separadas por uma região à qual não é suposto os sinais pertencerem. Esta banda proibida representa a zona indefinida ou excluída.



Uma vez que as tensões correspondentes ao 1 lógico são superiores aquelas que representam o 0 lógico, diz que os sistemas assim implementados usam **lógica positiva**. Claro que poderíamos inverter as definições e obteríamos sistemas de lógica negativa. Aqui será usada a lógica positiva, e os vocábulos “alto” e “baixo” serão equivalentes a **1** e **0**, respectivamente. O intervalo de valores de tensão correspondente ao valor lógico 1 é $[0, 0.9]$ V. O valor lógico 1 refere-se a tensões compreendidas entre 2.5 e 5 V. Tensões entre 0.9V e 2,5 V são proibidas, i.e., os circuitos não “sabem” como interpretá-las. **Nota: Quando se diz que uma tensão de entrada é zero, está-se a admitir que há uma ligação à massa, e não uma entrada flutuante.**

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

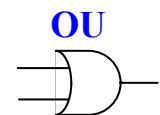
Portas Lógicas E, Ou, e Não

A característica essencial de um sinal ou onda analógica é a sua variação contínua no tempo. É o que acontece no sinal de saída de um microfone, num oscilador sinusoidal, no sinal de vídeo ou de imagem, na temperatura ambiente, etc. Em todos estes sistemas se observa a variação mais ou menos rápida da grandeza em apreço, mas de uma forma contínua, sem transições bruscas.

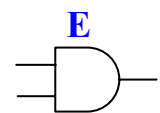
Ao contrário os sinais digitais têm como característica fundamental a sua variação brusca, por transições muito rápidas, quase descontínua. Tal deve-se ao facto de um sinal digital, ao contrário do sinal analógico, pertencer a um dos vários possíveis intervalos de valores de tensão. A sua evolução no tempo consiste precisamente em tomar valores de tensão pertencentes a diferentes intervalos. Em geral, são utilizados apenas dois níveis (intervalos) de tensão, **bem separados** e, portanto, para se efectuarem decisões lógicas binárias é suficiente reconhecer e manipular apenas os sinais correspondentes a esses níveis que são vulgarmente designados por **um** e **zero** (símbolos **1** e **0**), **alto** (*high*) e **baixo** (*low*), ou ainda por **verdadeiro** e **falso**. A separação em tensão entre os dois níveis faz com que os circuitos digitais apresentem, em geral, uma grande imunidade ao ruído e, conseqüentemente, quase nula probabilidade de erro.

Existem três funções lógicas básicas: a porta **OU**, a porta **E**, e a porta **NÃO**. A operação de circuitos com portas digitais é facilmente descrita usando Álgebra de Boole.

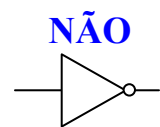
A porta **OU** (OR) tem várias entradas e apenas uma saída. A saída encontra-se ao nível lógico **1** quando pelo menos uma das entradas se encontra ao nível lógico **1**. O símbolo ao lado representa uma porta OU de duas entradas.



A porta **E** (AND) é semelhante à porta OU, mas fornece uma saída **1** apenas quando todas as entradas se encontram igualmente ao nível **1**. O símbolo ao lado representa uma porta E de duas entradas.



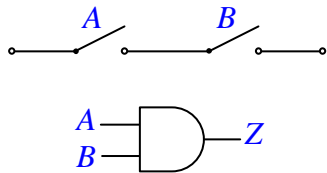
A porta **NÃO** (NOT) tem **uma única entrada** e uma única saída; esta terá um valor **1** quando a entrada se encontra ao nível lógico **0** e vice-versa. Esta porta é chamada também porta inversora ou, simplesmente, inversor visto que a saída se encontra sempre no estado oposto ao da entrada.



Tabelas de Verdade das Portas Lógicas E, OU e NÃO

Os valores lógicos 0 e 1 correspondem, por exemplo, a um interruptor estar desligado ou ligado, a um diodo não conduzir ou conduzir, a um Trigger de Schmitt ou ter saída em $+V_{CC}$ ou em $-V_{CC}$ (embora a entrada não esteja sujeita a uma condição deste tipo).

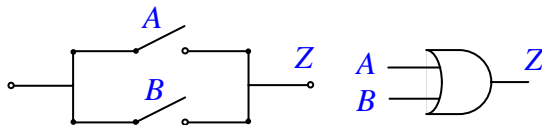
Função E:
Sejam dois interruptores em série



Só quando os dois interruptores estão fechados há condução. Isto é, se UM corresponder ao estado fechado (conduz) e ZERO ao estado aberto (não conduz), pode-se elaborar a seguinte **tabela de verdade da função ou porta E**.

A	B	Z
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

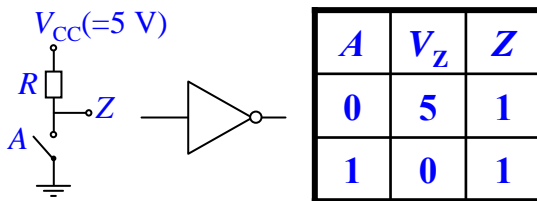
Função OU:
Sejam dois interruptores em paralelo



Só um dos interruptores está fechado há condução. Novamente, se UM corresponder ao estado fechado (conduz) e ZERO ao estado aberto (não conduz), pode-se elaborar a seguinte **tabela de verdade da função ou porta OU**.

A	B	Z
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

Função Não ou Inversora
Sejam um interruptor e uma resistência em série com a saída aos terminais do interruptor



Ao contrário das funções anteriores, de entradas múltiplas, a função não é uma função de uma só entrada e uma só saída. Só há corrente na resistência e, portanto, $V_Z=0$ V, com o interruptor fechado. Novamente, se UM corresponder ao estado fechado (conduz) e ZERO ao estado aberto (não conduz), pode-se elaborar a **tabela de verdade da função ou porta NÃO** (tabela ao lado).

Ter em atenção que qualquer das montagens apresentadas serve apenas de ilustração, pois são bastante lentas.

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

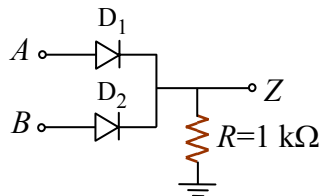
Implementação das Funções Lógicas E e OU usando Díodos e Resistências

(rever díodos e transístores)

É mais ou menos óbvio que, no mundo actual, em que a rapidez é um requisito quase sempre presente, a implementação das funções E ou OU através dos esquemas apresentados atrás pouca ou nenhuma utilidade teria. Aquando do estudo do díodo verificou-se que este tem um comportamento muito semelhante ao do de um interruptor. Assim, é de esperar que seja possível implementar as funções lógicas E e OU usando apenas díodos e resistências.

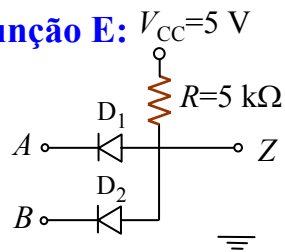
Consideram-se por comodidade os díodos de silício, cujo valor da queda de tensão entre os seus terminais, quando em condução, é 0.7 V. Da análise dos circuitos propostos para as funções lógicas E e OU, obtêm-se **as tabelas de valores das tensões do circuito**, das quais se obtêm **as tabelas de verdade** com os valores lógicos, que confirmam que se tratam das portas Ou e E. Como já referido, o intervalo de valores de tensão correspondentes ao valor lógico 0 é [0, 0.9] V. Ao valor lógico 1 referem-se as tensões compreendidas entre 2.5 e 5 V.

Função OU:



A (V)	B (V)	Z (V)
0	0	0
5.0	0	4.3
0	5.0	4.3
5.0	5.0	4.3

Função E:



A	B	Z
0	0	0.7
5.0	0	0.7
0	5.0	0.7
5.0	5.0	5.0

Ao contrário das montagens OU e E, não é possível implementar a função NÃO apenas com díodos e resistências. Pode ser bastante instrutivo despendir algum tempo a tentar fazê-lo. O interruptor da montagem NÃO pode ser substituído por um relé. Contudo, o tempo de comutação deste dispositivo é da ordem de milissegundo, o que para a rapidez do mundo moderno não é de modo nenhum suficiente, é até considerado muito lento. Relembrar que os microprocessadores apresentam frequências de relógio superiores a 1 GHz (a que correspondem tempos de comutação inferiores ao nanosegundo).

Nota: Quando se diz que uma tensão de entrada é zero (zero lógico), está-se a admitir que há uma ligação à massa, e não uma entrada flutuante.

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Evolução das Arquitecturas para Implementação de Portas Lógicas

Existem várias tecnologias e topologias disponíveis para a implementação de portas lógicas digitais. Apesar da tecnologia dominante actualmente ser a tecnologia CMOS, devido ao seu baixo custo e à grande densidade de portas lógicas que permite integrar por unidade de área, existem tecnologias alternativas que também apresentam algumas vantagens e são usadas correntemente em circuitos comerciais. As tecnologias comuns são: Bipolar (TBJ), BiCMOS e Arsenieto de Gálio (GaAs).

A tecnologia bipolar, precursora dos circuitos digitais (nomeadamente através das famílias RTL, “resistor transistor logic”, e DTL, “diode transistor logic”), pode ser vantajosa em termos de velocidade face às tecnologias baseadas em transístores MOS, mas é uma solução mais cara, mais complexa, pouco competitiva em termos de consumo de potência e não permite a implementação de sistemas de larga escala devido à área por porta lógica. As principais variantes actuais da tecnologia bipolar são as famílias TTL e ECL, respectivamente vocacionados para circuitos lógicos genéricos e de muito alta velocidade. A tecnologia BiCMOS combina as vantagens dos circuitos bipolares e CMOS mas partilha também algumas das desvantagens da tecnologia bipolar, nomeadamente o custo e área. A sua utilização é bastante limitada, sendo por vezes uma boa opção em circuitos mistos (analógicos e digitais).

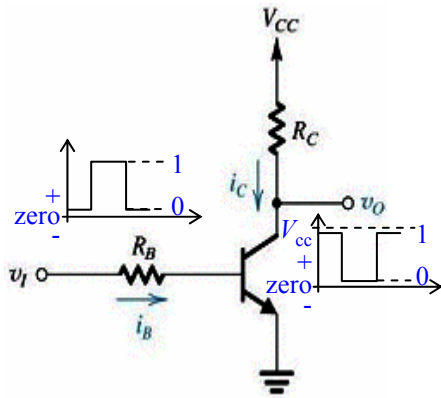
A tecnologia de GaAs permite a realização de circuitos de muito alta frequência (acima de 10 GHz), no entanto a menor densidade e o seu elevado custo de fabricação limitam a sua utilização a circuitos muito específicos para os quais seja virtualmente impossível qualquer das outras tecnologias disponíveis. Finalmente, a família CMOS tem algumas variantes, nomeadamente as portas lógicas CMOS (lógica complementar), o Pseudo-NMOS e a lógica dinâmica. As portas CMOS são a escolha de eleição para a grande generalidade dos circuitos digitais (e sempre que é possível para circuitos mistos), sendo a tecnologia base dos microprocessadores e demais electrónica de consumo. As topologias Pseudo-NMOS são semelhantes à topologia CMOS, dado que a estrutura dos transístores NMOS é idêntica. No entanto, em vez de utilizar o circuito dual PMOS usa um único transístor como carga activa. A lógica dinâmica é utilizada na implementação de memórias dinâmicas (DRAM) pois permite densidades de integração muito superiores, nomeadamente face às memórias estáticas implementada com portas CMOS comuns (SRAM).

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Implementação da Função Lógica NÃO usando Transístores e Resistências

(rever díodos e transístores)

Ao contrário das montagens OU e E, não é possível implementar a função NÃO apenas com díodos e resistências. A função NÃO pode ser facilmente implementada com um transistor operando entre os modos de corte e de saturação. Seja o circuito abaixo em que o sinal de entrada v_i é aplicado através de R_B e a saída v_o corresponde ao nodo da junção colector resistência R_C .



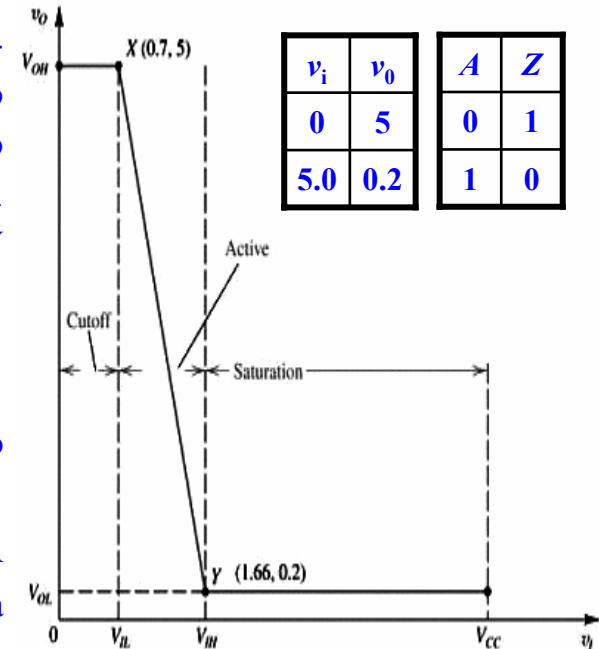
Se v_i é inferior a 0.7 V, a corrente através da junção base-emissor será muito pequena. Pode mesmo considerar-se o transistor como se estivesse polarizado inversamente. Como $i_B \sim 0$, obtém-se $i_C = \beta i_B \sim 0$, resultando $v_o = V_{CC} - R_C \cdot i_C \sim V_{CC}$. Assumindo $V_{CC} = 5$ V, verifica-se que quando $v_i = 0$ V (ZERO), a saída é $v_o = 5$ V (UM).

Seja agora $v_i \sim 5$ V (UM). Para uma montagem típica

($R_B \sim 10-100$ k Ω , $R_C \sim 1-10$ k Ω , e $\beta \geq 50$), o transistor fica saturado, i.e., $v_o = V_{CE,sat} \sim 0.2$ V (o que implica que $i_B > i_{B,sat} = [(V_{CC} - V_{CE,sat}) / (\beta R_C)]$). A saída é, portanto, ZERO.

Em conclusão, se a entrada é 0 a saída é 1. A saída é 0 sempre que a entrada é 1. A **tabela de valores das tensões do circuito**, da qual se obtém a **tabela de verdade** confirma que esta montagem, inserida num circuito digital, opera como uma porta inversora.

Ter em atenção que o circuito deve desempenhar a função para que foi desenhado mesmo nos casos mais desfavoráveis, i.e., quando a tensão de entrada correspondente ao valor lógico 0 é 0.9 V e a tensão correspondente ao valor lógico 1 é 2.5 V. É também de extrema importância **que os circuitos continuem a desempenhar as suas funções quando em carga, isto é, quando são ligados a outros circuitos.**

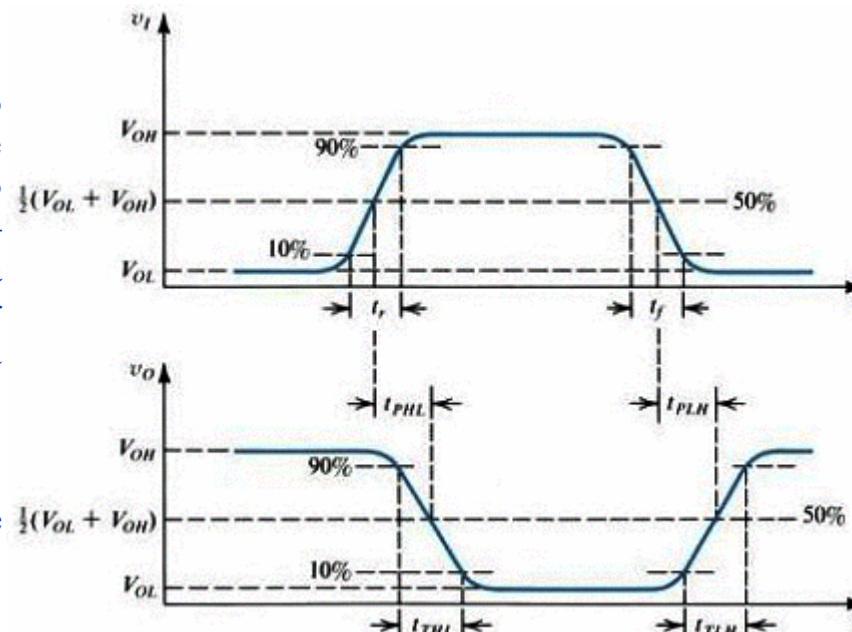


Tempos de subida e descida, Tempos de Propagação e de Transição

A característica essencial de um sinal ou onda analógica é a sua variação contínua no tempo, observando-se a alteração mais ou menos rápida da grandeza em apreço, mas sem transições bruscas. Ao contrário, os sinais digitais têm como característica fundamental a sua variação brusca, por transições muito rápidas, quase descontínuas, entre os valores de tensão correspondentes aos níveis **um** e **zero** e **vice-versa**. As portas lógicas devem apresentar tempos de comutação mais rápidos que as transições dos sinais digitais, isto é, a largura de banda das portas/circuitos digitais deve ser superior à largura de banda dos sinais digitais.

Tempos de subida e de descida

O tempo que uma porta lógica demora a comutar está relacionado com os tempos de subida e descida, ou seja com os tempos de comutação de baixo para alto e de alto para baixo, respectivamente, do sinal de saída em resposta ao sinal de entrada. O tempo de subida (t_r) – *rise time* – é definido como o intervalo de tempo que a tensão na entrada da porta lógica demora a subir entre 10% e 90% do seu valor máximo. O tempo de descida (t_f) – *fall time* – é definido de forma análoga.



Tempos de transição na subida e na descida

Da mesma forma são definidos os tempos de transição na subida e na descida dos sinais nas saídas, t_{THL} e t_{TLH} , respectivamente.

Tempo de Propagação e de Atraso

Os tempos de propagação de baixo para alto (t_{PLH}) e de alto para baixo (t_{PHL}) são definidos como os intervalos tempo que a tensão de saída demora a atingir o valor médio entre os valores máximo e mínimo da tensão de saída, desde o momento em que a entrada comuta. Ou seja, o tempo que decorre entre a definição do nível lógico de entrada e a definição do nível lógico na saída. Naturalmente, é desejável que t_{PHL} e t_{PLH} sejam iguais, dado que o pior destes tempos define a frequência máxima a que a porta lógica pode operar. As figuras acima mostram, esquematicamente, os tempos de propagação e de comutação de baixo para alto e de alto para baixo.

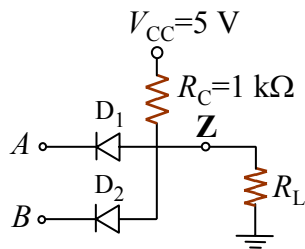
(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Efeito da Carga nos Circuitos

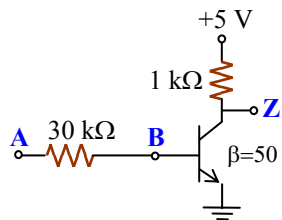
(rever divisores de tensão e de corrente)

Embora não tenha sido referido explicitamente, na análise dos circuitos E, Ou e NÃO assumiu-se que as saídas estavam em aberto (ou ligados a uma resistência muito elevada, como se se estivesse a observar a saída num osciloscópio), i.e., não se *pede* corrente ao circuito lógico. Contudo, em geral, é pedida corrente ao circuito lógico.

Qualquer circuito lógico (ou não) pode ser considerado como uma fonte de tensão com uma determinada resistência interna (equivalente de Thévenin). Em virtude dessa resistência interna, ao pedir corrente ao circuito, a tensão aos terminais baixa. No caso dos circuitos/portas lógicas é importante que a diminuição da tensão aos terminais não altere o valor lógico. Seja o circuito correspondente à porta lógica E:



Considere-se $A=B=1$ (5 V). Neste caso os díodos estão polarizados inversamente e as resistências R_C e R_L ficam em série, formando um divisor de tensão: $V_Z = V_{RL} = R_L V_{CC} / (R_C + R_L)$. Se $R_L \rightarrow \infty$, $V_Z \rightarrow V_{CC}$ (tudo como dantes ...). Se por outro lado $R_L < R_C$, $V_Z < V_{CC}/2$ e, agora, o valor lógico é **indefinido** ($V_Z < 2.5$ V) em vez de **1**, como seria de esperar. Se, por exemplo, $R_L = 200 \Omega$, $V_Z < 0.9$ V, e agora o circuito apresenta à saída um zero lógico, i.e., o valor lógico da saída do circuito é alterado. Verifica-se, portanto, que a porta não executa sempre a função E.



Outro aspecto importante a ter em conta é o intervalo de valores de tensão correspondentes aos valores lógicos 0 e 1: os de valores de tensão correspondente ao valor lógico 0 $\in [0, 0.9]$ V; o valor lógico 1 refere-se a tensões entre 2.5 e 5 V. Considere-se o circuito NÃO simples ao lado. Se, por exemplo, a tensão de entrada for $V_A = 2.5$ V (ainda é um **1** lógico), verifica-se que a saída é 2 V que é um valor proibido (o circuito a jusante não sabe como interpretar o valor lógico).

É, portanto, necessário ao projectar circuitos lógicos (ou não) ter em conta a carga que se lhe vai ligar, bem como os valores de tensão correspondentes aos dois valores lógicos.

É habitual considerar como característica dos circuitos lógicos o chamado “FAN OUT”, normalmente indicado como o número máximo de circuitos tipo que se lhe pode ligar à saída, sem que o seu funcionamento seja afectado. De igual modo, um circuito, em geral, é uma carga para aquele ou aqueles donde provém o sinal. É comum designar o número de circuitos que se lhe podem ligar à entrada por “FAN-IN”.

Funções Lógicas NÃO-E (NAND), NÃO-OU (NOR), OU-EXCLUSIVO (XOR)

Se a seguir a uma porta E, se colocar uma porta NÃO, obtemos uma porta NÃO-E. Se a seguir a uma porta OU, se colocar uma porta NÃO, obtemos uma porta NÃO-OU.

Função NÃO-E:

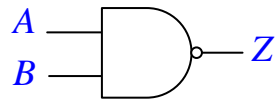


Tabela de verdade

A	B	Z
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

Função NÃO-OU:

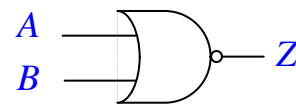


Tabela de verdade

A	B	Z
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

Função OU-EXCLUSIVO

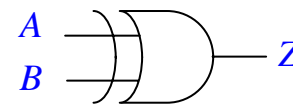


Tabela de verdade

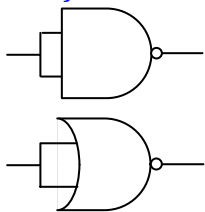
A	B	Z
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

Ao contrário do OU normal, que pode ter muitas entradas e em que a saída é 1 quando há pelo menos um 1 numa das entradas, o OU-EXCLUSIVO só tem duas entradas e a saída só é 1 se uma das entradas, e uma só, for 1. Isto é, a saída só é 1 se as entradas forem diferentes

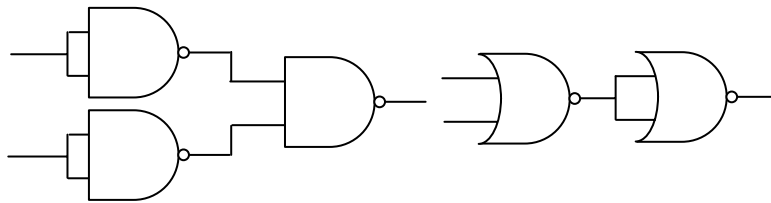
Funções Lógicas Universais NÃO-E (NAND) e NÃO-OU (NOR)

O grande interesse das portas lógicas universais reside em que, com qualquer umas delas, se pode implementar qualquer função lógica, i.e., para realizar qualquer função lógica basta ter “na gaveta” NAND’s e NOR’s. Eis alguns exemplos (Nota: a implementação das funções lógicas indicadas abaixo não é única):

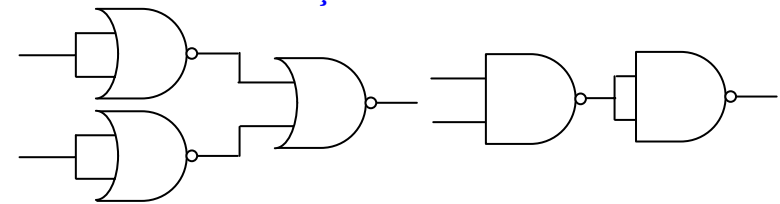
Função NÃO:



Função OU:



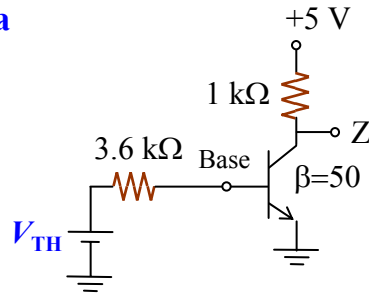
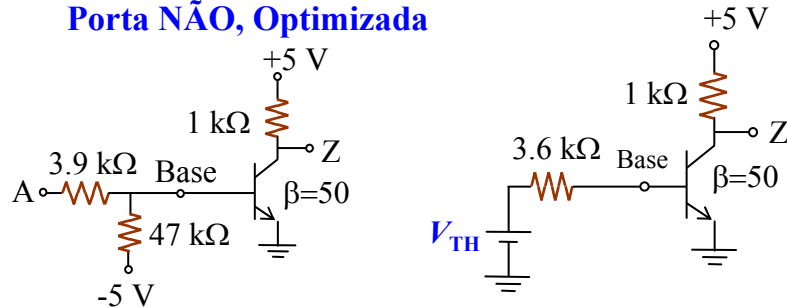
Função E:



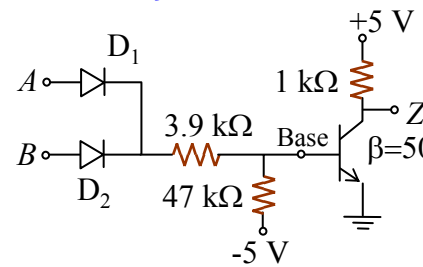
Implementação das Funções Lógicas NÃO-E (NAND), NÃO-OU (NOR)

Para implementar estas funções lógicas NÃO-E (NAND) e NÃO-OU (NOR), basta associar aos circuitos E e OU o circuito NÃO “otimizado”.

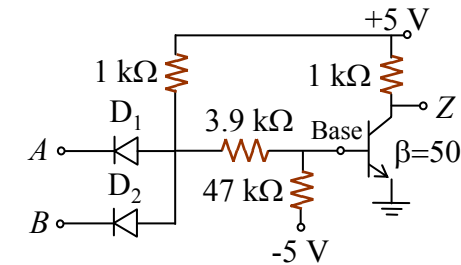
Porta NÃO, Optimizada



Função NÃO-OU:



Função NÃO-E:



Visto da base do transistor o circuito à esquerda pode ser substituído pelo equiv. de Thévenin, cuja tensão de Thévenin V_{TH} depende do valor de V_A .

Como exercício, verifique o funcionamento das montagens acima para os casos mais desfavoráveis (valores extremos da tensão de entrada correspondentes aos valores lógicos 0 e 1, i.e., as situações limite correspondentes a $V_A, V_B=0.9$ e 2.5 V. Ter em conta que quando o transistor não conduz as junções base-emissor e base colector se comportam como resistências muito elevadas (~ circuitos abertos). O mesmo é válido para os díodos.

Considere o circuito NÃO. Quando $V_A=0$ V, a tensão na base do transistor é -0.38 V (o transistor não conduz) e $V_Z=5$ V (1 lógico). Se, por outro lado, $V_A=0.9$ V, i.e., assumindo a situação mais desfavorável do valor lógico 0, a tensão na base do transistor é $+0.45$ V. De facto o transistor não conduz, caso contrário a tensão na base seria 0.7 V e a corrente através da resistência 3.9 kΩ seria superior a 0.121 mA (~ 5.7 V / 47 kΩ), donde se conclui que a tensão da base teria de ser inferior a 0.7 V ($V_{Base}=V_A-3.9 \times 0.121=0.43$ V). Como a tensão na base é inferior a $V_{BE}=0.7$ V, o transistor está em corte, e $V_Z=5$ V (1 lógico).

No caso de o transistor estar em condução, o circuito a montante, visto dos terminais base-comum(terra), pode ser substituído pelo equivalente de Thévenin. Seja $V_A=2.5$ V (assumindo a situação mais desfavorável do valor lógico 1), o circuito à esquerda do transistor, visto dos terminais base-comum, é substituído pelo respectivo equivalente de Thévenin ($R_{TH}=3.6$ kΩ e $V_{TH}=1.93$ V), resultando $I_B=0.34$ mA, e $I_C=\beta I_B=17$ mA. Donde se conclui que o transistor está saturado ($I_{C,sat}=4.8$ mA) e que, portanto, a saída é $V_Z \sim 0.2$ V < 0.9 V (0 lógico).

Identidades Lógicas e Teorema de Morgan

As variáveis lógicas binárias tomam apenas dois valores, **1** ou **0**, e sobre elas podem-se realizar as operações E, OU e NÃO. O símbolo da operação **E** é \cdot (que pode ser omitido): no caso de duas variáveis **A** e **B** é equivalente a $A \cdot B = AB$. A operação **OU** é representada pelo símbolo $+$: $A+B$ (**A** OU **B**). A operação **negação** é representada por uma barra acima do carácter que representa a variável: \bar{A} (**NÃO A**). A operação **OU-EXCLUSIVO** representa-se por \oplus : $A \oplus B$ (ou **A** ou **B**).

Exemplos: $A+1=1$; $A+A=A$; $A+0=A$; $AA=A$; $A1=A$; $A0=0$; $A(B+C)=AB+AC$; $A+AB=A$; $\bar{A}A=0$; $A+\bar{A}=1$; $A+\bar{A}B=A+B$.

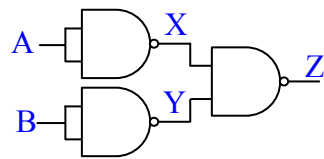
Teorema de Morgan:

Para inverter uma expressão lógica, inverte-se cada uma das variáveis, e substituem-se os E's por OU's e vice-versa, i.e.: \cdot passa a $+$; $+$ passa a \cdot ; A passa a \bar{A} ; \bar{A} passa a A , etc..

$$\overline{ABC\dots} = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C} + \dots$$

$$\overline{A + B + C + \dots} = \bar{A}\bar{B}\bar{C}\dots$$

Exercício 1: Qual é a função executada por este circuito?

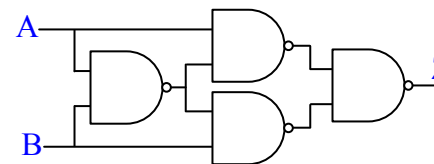


como $X = \bar{A}A$ e $Y = \bar{B}B$, obtém-se:

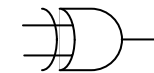
$$Z = \overline{XY} = \overline{\bar{A}A \cdot \bar{B}B} = AA + BB = A + B$$

Resposta:

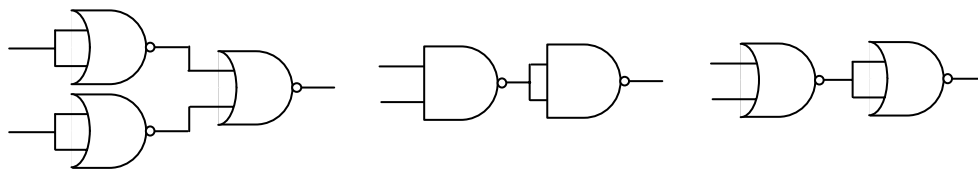
Exercício 2: Determine a função equivalente deste circuito?



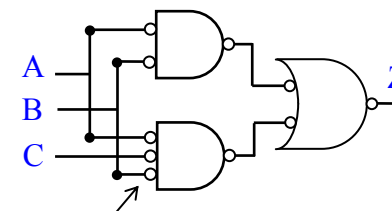
Resposta:



Ex. 3: Desenhe o circuito mais simples que desempenhe a mesma função?



Ex. 4: Determine a tabela de verdade do circuito?



Nota: o símbolo \circ nas entradas das portas representa uma porta **NÃO**.

Circuitos Digitais Integrados

Existem várias tecnologias e topologias disponíveis para a implementação de portas lógicas digitais. Os circuitos digitais integrados mais simples contêm algumas portas lógicas elementares, de que são exemplo os circuitos integrados da família lógica TTL série SN74XX.

Sistema Binário

Os circuitos electrónicos são usados, em geral, para realizam uma série de decisões “sim/não” nas quais se baseia o funcionamento dos computadores. A quando do desenvolvimento dos primeiros computadores electrónicos tentou-se a utilização de um sistema decimal. Contudo, este mostrou-se difícil de implementar dado a necessidade de 10 níveis de tensão para cada ordem. O problema de manutenção e detecção destes níveis sem erro mostrou ser tão grande que o sistema decimal foi abandonado a favor do simples sistema binário, no qual se torna necessário reconhecer apenas dois níveis de tensão. A realização de decisões neste sistema é relativamente simples utilizando circuitos com transístores; basta verificar se na saída existe ou não um dado valor de tensão.

A simplicidade do sistema binário é ilustrada na nossa vida de todos os dias. Abre-se ou fecha-se um interruptor, uma lâmpada está acesa ou apagada, etc.. É muito fácil decidir qual dos dois estados existe. Por uma questão de conveniência, em linguagem de computadores o primeiro estado é designado 0 (zero) e o segundo 1 (um), sendo estes os únicos *números* utilizados na unidade aritmética de um computador digital. Do ponto de vista humano é bastante difícil e demorado realizar as familiares operações de adição e multiplicação utilizando apenas dois dígitos. Contudo, os circuitos digitais realizam estas operações de modo bastante conveniente e económico.

No nosso familiar sistema decimal, temos 10 algarismos – 0 a 9. Conta-se primeiramente as unidades até 9; em seguida na ordem seguinte (dezenas), recomeça-se novamente pelo zero, mas coloca-se um 1 na coluna de segunda ordem quando se esgota a contagem das unidades: obtém-se assim 10. Continua-se, depois, a contar novamente as unidades até se atingir 19. Em seguida a coluna das unidades (primeira ordem) passa novamente a 0 e a das dezenas (segunda ordem) para 2, significando que se contou todas as unidades duas vezes, e obtendo-se, portanto, 20. Este processo é repetido até se atingir 99, momento em que se volta a zero em ambas as colunas e se coloca um 1 na coluna de terceira ordem (centenas), etc..

No sistema binário segue-se exactamente o mesmo método, usando porém apenas os algarismos 0 e 1. Começa-se pelo 0 como é normal, e passa-se em seguida ao 1. Mas então já se utilizaram todos os algarismos, sendo portanto necessário no passo seguinte a voltar, na coluna das unidades, a 0 e a colocar um 1 na coluna seguinte. O número 2 do sistema decimal é, portanto, indicado no sistema binário pelo número 10 (que deve ler-se um-zero, e não dez). Em seguida passa-se a 1 na coluna das unidades, obtendo 11 (um-um), correspondente ao decimal 3. Tornou-se a utilizar todos os algarismos de que se dispõe e, portanto, no passo seguinte ambas as colunas passarão a zero, colocando um 1 na coluna de terceira ordem, obtendo 100 (1-0-0), ou seja, o equivalente binário de 4.

Se se compararem os números decimais múltiplos de 2 (1, 2, 4, 8, ...) com os correspondentes binários, verifica-se que o 1 binário (bi) é igual a $2^0=1$ decimal, 10 bi é igual a $2^1=2$, 100 bi corresponde a $2^2=4$, 1000 bi $\equiv 2^3=8$, 10000 bi $\equiv 2^4=16$, etc.. Cada nova ordem do número binário corresponde a uma potência adicional de 2. Seja agora o número binário 11010. Este é equivalente a $2^4 + 2^3 + 0 + 2^1 + 0$ ou seja $16 + 8 + 0 + 2 + 0$, igual a 26. Do mesmo modo, um número decimal pode ser convertido para a base binária subtraindo repetidamente a maior potência possível de 2. Considere-se o número 26. Pode-se primeiramente subtrair 16 (2^4), que na base binária é 1000. Dos restantes 10 pode-se subtrair 8 (2^3), que em binário é 1000. Fica-se com 2, que em binário é 10. Somando todos os números binários obtém-se $10000+1000+10$, ou seja 11010.

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

O sistema binário obriga a utilizar maiores sequências de algarismos do que o seu equivalente decimal, particularmente no caso de números grandes. Por exemplo, o equivalente binário do número decimal 1 048 576 (2^{20}) é 100 000 000 000 000 000. No entanto, como o computador digital electrónico pode realizar milhões de adições simples por segundo, esta relativa complexidade dos números binários não é difícil de contrabalançar.

Os circuitos lógicos binários, que reconhecem e manipulam apenas os dois algarismos 0 e 1, são usados para tomar decisões binárias.

Conversão Analógico-Digital e Digital-Analógica

A grande maioria dos sinais físicos, tais como aqueles se se obtêm das saídas dos instrumentos, sensores, ou transdutores, são convertidos em sinais analógicos de corrente e . Algum do necessário processamento destes sinais é muitas vezes convenientemente realizado na forma analógica. Por exemplo, em sistemas de instrumentação é bastante comum usar amplificadores diferenciais de elevada impedância de entrada, elevado ganho, e grande rejeição em modo comum, à saída do transdutor. Este sistema é usualmente seguido por um filtro cujo objectivo é eliminar interferências. Contudo, mais processamento de sinal é usualmente requerido. Por exemplo, o processamento de sinal necessário na transmissão de sinais para um receptor remoto. Todos estas formas de processamento de sinal pode ser efectuado na forma analógica.

Contudo, existe uma outra alternativa: a conversão, após um processamento analógico inicial, do sinal da forma analógica para a forma digital e, então, usar os económicos circuitos integrados digitais para realizarem o processamento digital de sinais. Este processamento pode na sua forma mais simples corresponder à indicação de uma medida da magnitude de um sinal, como no caso de um voltímetro digital. Num caso mais complexo os processadores digitais podem realizar uma variedade de operações aritméticas e lógicas que implementam um algoritmo de filtragem. O filtro digital executa muitas das dos filtros analógicos, nomeadamente, a eliminação de ruído e interferência. As comunicações digitais são outro exemplo de processamento digital. Nos sistemas de comunicação digital os sinais são transmitidos como uma sequência de pulsos binários, com as vantagens óbvias de a corrupção da amplitude desses pulsos pelo ruído ser, até certo ponto, inconsequente.

Uma vez efectuado o processamento de sinal, pode ser vantajoso manter o sinal na forma digital, como por exemplo, um conjunto de números. Em alternativa, pode ser necessário que o sinal final tome a forma analógica, isto é, o sinal seja reconvertido da forma digital para a forma analógica. Este é, muitas vezes, o caso dos sistemas de telecomunicação móveis, em que a saída é usualmente voz. Os conversores analógico-digitais (A/D) convertem um sinal analógico num sinal digital. Por seu lado um conversor digital-analógico (D/A) converte um sinal digital num sinal analógico. Os princípios em que se baseia o processamento digital de sinal são a amostragem (*sampling*) e a codificação do sinal analógico.

Amostragem de Sinais Analógicos. Teorema de Amostragem.

A conversão de sinais analógicos em sinais digitais requer a **amostragem** do sinal analógico, processo através do qual o sinal analógico é amostrado, i.e., a sua amplitude é lida e memorizada em intervalos de tempo, geralmente, igualmente espaçados no tempo. “Estas amostras” de valores de amplitude são **quantizados** num conjunto finito de níveis. A cada nível de quantização é atribuído um código (num processo designado por **codificação do sinal**).

Os processos de amostragem e de quantização transformam um sinal analógico num sinal digital. A quantização e a codificação são, em geral, implementadas usando um mesmo circuito designado **conversor analógico digital** (CAD).

O processo de amostragem de um sinal analógico é regulado pelas condições impostas pelo **teorema de amostragem**, que estabelece as regras às quais deve obedecer a representação de um sinal analógico por um conjunto discreto de valores da sua amplitude.

Sinais de Banda Limitada

Um sinal analógico $m(t)$ é de banda limitada se a sua transformada de Fourier $M(\omega)$ é identicamente nula para frequências superiores a uma dada frequência ω_M : seja $m(t)$ tal que $M(\omega)=0$ para $|\omega|>\omega_M=2\pi f_M$ (1).

No caso de um sinal de banda limitada e de valores reais $m(t)$, satisfazendo a condição (1), o teorema de amostragem determina que $m(t)$ pode ser determinado de forma unívoca dos seus valores $m(nT_S)$ amostrados a intervalos de tempo regulares T_S [$\leq 1/(2f_M)$]. De facto, o sinal $m(t)$ é dado por:

$$m(t)=\sum_n m(nT_S) \times \{\sin[\omega_M(t-nT_S)]/[\omega_M(t-nT_S)]\}, \text{ onde } T_S \text{ é referido como o período ou intervalo de amostragem}$$

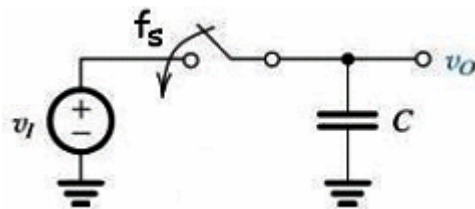
período ou intervalo de amostragem e o seu recíproco $f_S=1/(2T_S)$ é a taxa de amostragem.

Assim, resulta do teorema de amostragem que um sinal de banda limitada que não tem componentes em frequência superiores a f_M Hz pode ser completamente reconstruído a partir do conjunto de valores amostrados obtidos à taxa de f_S ($\geq 2f_M$) amostras por segundo. O enunciado do teorema de amostragem acima é, geralmente, conhecido como o teorema de amostragem uniforme para sinais “passa-baixo”. A taxa mínima de amostragem, $2f_M$ amostras por segundo, é chamada taxa de Nyquist. O seu recíproco $1/(2f_M)$, medido em segundos, é designado intervalo de Nyquist.

O requisito de que a taxa de amostragem deve ser igual ou superior a duas vezes a maior frequência do sinal aplica-se a sinais “passa-baixo”. Contudo, no caso de sinais “passa-banda” pode-se, muitas vezes, usar uma taxa inferior.

A transformação da onda analógica na onda “amostrada” está representada de forma esquemática na figura ao lado: a figura ilustra de forma conceptual o processo de obter amostras do sinal analógico.

A amostragem é, em geral, realizada por circuitos rápidos. O circuito equivalente está representado na figura abaixo.

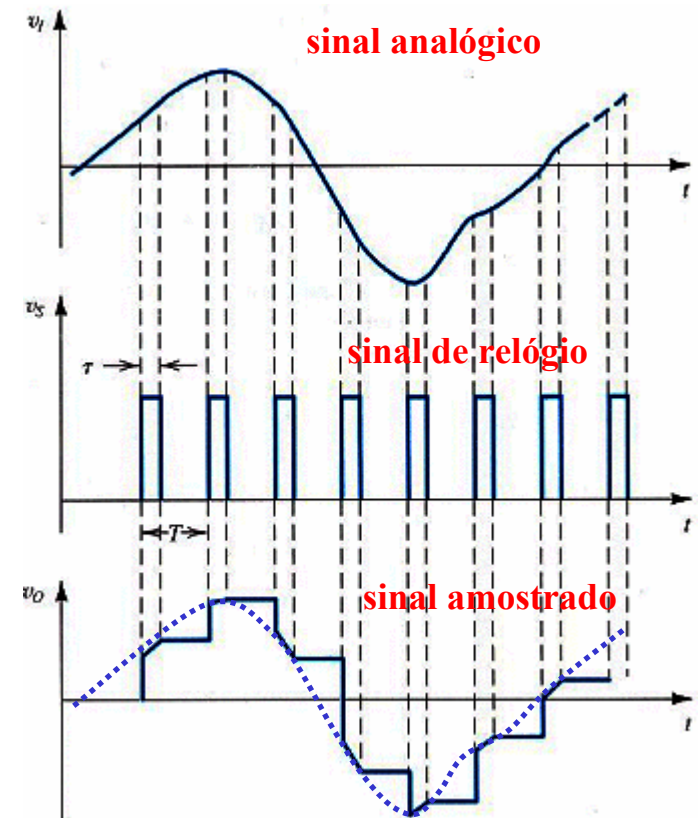


A função amostrada v_0 é obtida usando o circuito acima (o circuito é conhecido como circuito de amostragem [*sample-and-hold (S/H) circuit*]).

O interruptor no circuito abre e fecha periodicamente sob o controlo de um sinal impulsional periódico (sinal de relógio). O tempo de fecho do interruptor, τ , é relativamente curto, e as amostras obtidas são *guardadas* (armazenadas) no condensador. Entre os intervalos de amostragem, os níveis de tensão no condensador representam os valores das amostras do sinal.

O sinal amostrado $v_{0,nT_s}(t)$ pode ser escrito como

$v_{0,nT_s}(t) = v_i(t) \times v_s(t)$, onde é um trem de pulsos rectangulares de período T_s , de largura τ e de amplitude unitária. Este tipo de amostragem é designada de natural uma vez que o topo de cada pulso de $v_{0,nT_s}(t)$ mantém a forma do correspondente segmento analógico durante o intervalo do pulso. A tensão v_0 está confinada ao intervalo $(-V_{0,S}, V_{0,S})$. Este intervalo é dividido em L zonas, cada uma com magnitude Δ , dada por $\Delta = 2V_{0,S}/L$. O valor da amplitude do sinal amostrado é aproximado pelo valor médio do intervalo a que pertence. Os diferentes valores de tensão assim obtidos correspondem aos níveis de quantização referidos atrás. Cada um destes níveis de tensão é então fornecido à entrada de um conversor A/D, que fornece um número binário de N -bits proporcional ao valor da amostra do sinal.



Quantização do Sinal e Codificação

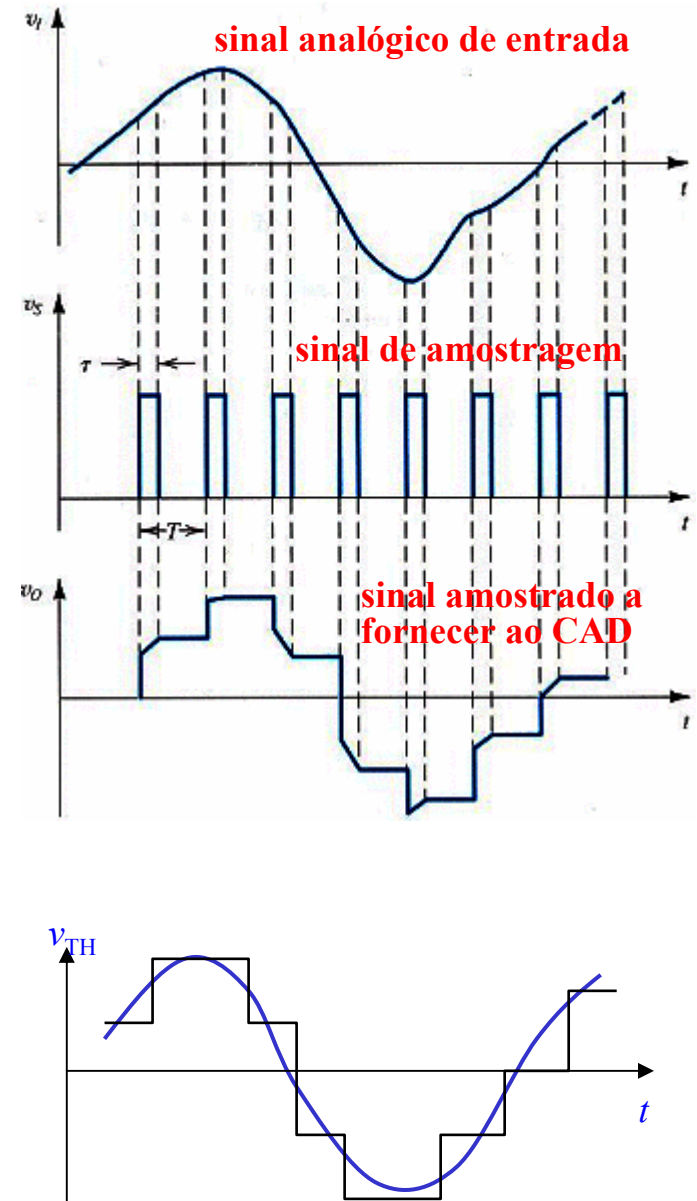
Considera-se um sinal analógico cujos valores estão compreendidos entre 0 e +10 V. Assumindo que se deseja converter este sinal para a forma digital e que é necessário um sinal de 4 bits. (Bit do inglês, *binary digit*.) Um número binário de 4 bits pode representar 16 valores diferentes, de 0 a 15; neste caso pode concluir-se que a resolução da conversão será $10\text{ V}/15=2/3\text{ V}$. Assim, um sinal analógico de 0 V será representado por 0000, de $2/3\text{ V}$ corresponderá a 0001, ..., de 6 V será referido por 1001, ..., de 10 V será representado por 1111.

Os números da amostra indicados acima são múltiplos do valor incremental $2/3\text{ V}$. E como é que são representados os números que não coincidem com um múltiplo de $2/3\text{ V}$ (por exemplo, o caso do nível analógico correspondente a 6.2 V)?

O nível 6.2 V fica entre $18/3$ e $20/3$. Contudo, como está mais próximo de $18/3$ é tratado como se fosse 6 V e *codificado* como 1001. Este processo de atribuição de um código binário é referido como *codificação* do sinal.

É claro que este processo introduz erros. Estes erros são designados erros de quantização. Usando mais bits para representar (codificar o sinal) um sinal analógico reduz os erros de quantização, mas exige circuitos mais complexos.

No processo inverso um sinal digital é convertido num sinal analógico: **conversão digital analógica**. O sinal binário é transformado no sinal em escada que, por sua vez, é convertido num sinal analógico através de uma *suavização* da onda em escada usando um filtro passa-baixo, resultando a uma onda alisada como a mostrada na figura ao lado. Desta forma o sinal analógico é formado/reconstruído.



(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Frequências e exames dos anos anteriores

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Indicações úteis para a estudar Electrónica

... Saber não equivale a ser-se muito esperto; a inteligência é mais do que informação; é, simultaneamente, discernimento e capacidade de utilizar e coordenar a informação. E, todavia, a informação a que temos acesso é o índice da nossa inteligência. ...

in Cosmos, Carl Sagan.

É errado pensar que estudar consiste exclusivamente na memorização, apressada ou não, dos conteúdos transmitidos pelo professor para que se possa passar numa prova. Estudar é muito mais do que isso. De resto, convém ter em conta que o estudo é cada vez mais uma realidade presente em toda a nossa vida quotidiana.

O estudo eficaz oferece inúmeras possibilidades para o desenvolvimento das nossas faculdades mentais e potencia a capacidade crítica e reflexiva; possibilidades que não devemos negligenciar e que podemos activar sempre que sejamos suficientemente decididos a ampliar os nossos conhecimentos e a orientar o estudo como um caminho para o saber.

Para sermos bons profissionais não basta apresentar o certificado de habilitações. Para além disso, é necessário confirmar esses conhecimentos através da prática laboral quotidiana. Como podemos demonstrar o que sabemos, se o esquecemos rapidamente depois de nos termos apresentado a um exame? Quem nos respeitará, se desconhecemos áreas muito importantes da matéria teórica da nossa profissão?

Estudar requer uma atitude positiva, e com disponibilidade para aprender e para assimilar de forma activa os conteúdos propostos. Se abordarmos o ensino com o espírito de nos convertemos em pessoas formadas, com conhecimentos que nos permitam avaliar a realidade no âmbito do nosso campo profissional, podemos estar certos de que já encontramos uma das chaves precisas e indispensáveis para o nosso êxito.

O objectivo final de qualquer processo de estudo dever ser o desejo profundo de saber, de ampliar os conhecimentos e de possibilitar uma melhor compreensão de tudo o que nos rodeia. O estudo deve converter-se num instrumento efectivo de análise da realidade e num elemento para enriquecer a nossa formação e desenvolvimento.

A motivação e o desejo de aumentar os nossos conhecimentos são a chave do sucesso de todas as técnicas de estudo. Se os motivos da nossa presença numa sala de aula não correspondem a uma aspiração própria, é preferível desistir da ideia de estudar. Estudar nunca pode constituir uma obrigação. Embora seja indiscutível que o estudo envolve muito esforço e altas doses de sacrifício, apenas aceitando livremente essas condições os objectivos propostos poderão ser alcançados e ser bem sucedidos. Deve-se referir também que a liberdade e a respeitabilidade que o estudo confere são factores avaliados muito positivamente pelas sociedades mais avançadas. O estudo permite participar activamente na configuração da nossa personalidade e na construção de uma mentalidade muito mais reflexiva e crítica com o ambiente que nos rodeia.

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

Claro que isto não se vê de um dia para o outro. Muitas vezes, só após alguns anos de aprendizagem contínua sistemática, poderá ser apreciado o grau de maturidade alcançado, e desde de que os instrumentos utilizados no processo de aprendizagem tenham sido os adequados. Por exemplo, e como já foi mencionado, estudar não consiste em memorizar apressadamente todos os conteúdos da matéria. O processo de memorizar é o último elo da corrente e, muitas vezes, é o menos importante. Embora seja certo que a memória constitui um instrumento fundamental para reter e assimilar os conteúdos de uma disciplina com vista às provas, não é menos importante o facto de que todo o estudante que quiser alcançar bons resultados deve dedicar-se ao estudo, fazendo um esforço para compreender as materiais leccionadas.

Saber ler bem e rapidamente, tomar apontamentos correctamente, fazer bons resumos, concentrar-se com facilidade e ter um horário de estudo realista e prático são elementos muito importantes que ajudam muito ao iniciar a sessão de estudo, mas só por si não bastam para garantir o êxito da tarefa. Se se quer assegurar de que não se esquece a matéria, uma vez realizado o exame, o que pode contribuir muito negativamente, por exemplo, para o sucesso em disciplinas mais avançadas, deve-se fazer um estudo rigoroso e estruturado de forma a permitir uma aprendizagem completa. É importante que o estudante converta a aprendizagem de qualquer matéria num processo dinâmico e participativo, que o motive a continuar a avançar. Num sistema de ensino de qualidade, a grande maioria das vezes, de nada serve memorizar os conteúdos sem os trabalhar, decidir estudar no último momento (poucos dias antes da prova) ou optar por pedir aos colegas os seus materiais de estudo. Embora seja possível que o aluno consiga superar a prova com uma classificação mais ou menos aceitável, muito provavelmente, fracassará se o seu objectivo consistia em aprofundar o seu grau de conhecimento e a sua assimilação com alguma segurança.

Um estudo correcto não constitui uma tarefa fácil e as técnicas utilizadas no processo são fundamentais para determinar o êxito ou fracasso do que se pretende. A chave para triunfar no estudo reside num trabalho personalizado, metódico e constante sobre as diferentes disciplinas, permitindo a sua assimilação com maior facilidade. Contudo, nenhum factor é tão importante como a motivação. Estar ciente dos motivos e das razões pelos quais decidiu estudar é praticamente impossível não ser bem sucedido. Quaisquer que sejam as motivações, são sempre preferíveis à sem razão dos que acodem às aulas com o único objectivo de passar o tempo. Por último, é muito importante ter em conta que o objectivo do estudo consiste em potenciar no aluno a curiosidade e a vontade de aprender. O aluno nunca se deve conformar com uma visão unilateral dos conteúdos.

IMPORTANTE

Antes de iniciar a secção seguinte, é fundamental ter consciência que é necessário compreender razoavelmente a matéria teórica antes de se dedicar à resolução de problemas de Física. É um bom método rever a matéria relativa a um exercício previamente ao início da tentativa de resolução do mesmo.

Guia para a resolução de problemas

Numa situação real, a um cientista/engenheiro não será pedido para resolver problemas que já foram anteriormente solucionados (com as devidas adaptações, o mesmo se aplica a um professor). (Um professor de Física e Química moderno deve também demonstrar, constantemente, uma atitude científica.) Quer seja na tentativa de melhorar o desempenho de um sistema existente ou na implementação de um novo sistema, o cientista/engenheiro trabalhará na resolução de problemas nunca antes tratados. Contudo, um estudante irá dedicar grande parte da sua atenção à discussão de problemas cuja solução é conhecida. Conhecendo e discutindo a forma como esses problemas foram resolvidos, e da resolução de exercícios relacionados, começará a desenvolver capacidades que lhe permitirão atacar problemas nunca antes tratados que encontrará na sua vida profissional.

Apresenta-se de seguida procedimentos gerais a ser tidos em conta na resolução geral de problemas. Alguns deles têm a ver com a forma de pensar e organizar a estratégia a seguir antes de iniciar qualquer resolução e/ou cálculos.

1.- Identificar quais os dados do problema e o que se pretende conhecer. Na resolução de um problema, deve conhecer o destino antes de seleccionar a rota a seguir para lá chegar. O que é que o problema pede para ser determinado ou encontrado? Às vezes o objectivo do problema é obvio; outras vezes isto não é claro e pode ser mesmo necessário elaborar tabelas de grandezas características desconhecidas e informação ainda não conhecida, de forma a permitir visualizar o objectivo do problema. Às vezes, existe mesmo informação "enganadora" que será necessário identificar antes de prosseguir. Outras vezes, a informação dada é incompleta, insuficiente ou demasiado complexa para poder usar os métodos de resolução mais comuns. Nestes casos, será necessário formular hipóteses e suposições de forma a completar a informação ou simplificar o contexto do problema. Deve estar preparado para voltar atrás ou reconsiderar informação extrínseca e/ou as suas suposições se os cálculos se tornarem pantanosos ou produzem respostas que não parecem fazer sentido.

2.- Desenhe os diagramas e as figuras, escreva as expressões ou outros modelos visuais na folha de respostas. Representar um problema com descrição verbal num modelo visual é muitas vezes uma etapa muito útil no processo de resolução. Se o diagrama, a figura, etc, já são fornecidos, pode ter que adicionar informação, por exemplo, classificações, valores, etc..

3.- Pense nos possíveis métodos de resolução e decida qual deles lhe parece o mais favorável. Alguns métodos produzem menos equações a serem resolvidas do que outros, ou podem requerer apenas álgebra em vez de cálculo para atingir a solução. Os métodos mais eficientes para um dado problema podem reduzir os cálculos de forma considerável. Ter um método alternativo em mente permite continuar a resolução se a primeira tentativa se tornar pantanosa.

4.- Calcule uma solução. Nesta fase já deverá ter identificado um bom método analítico e as equações correctas para o problema. Agora é tempo de determinar a(s) solução(ões) dessas equações. Papel e lápis, calculadora, ou métodos computacionais, são opções possíveis para a resolução das equações. A eficiência e os métodos estudados nas aulas deverão ditar as ferramentas que deve usar.

5.- Use a sua criatividade. Se suspeitar que a sua resposta não tem base ou os seus cálculos parecem não ter fim sem ocorrerem simplificações significativas na direcção da solução, deve fazer uma pausa e considerar alternativas. Pode ter que revisitare as suas suposições/aproximações ou seleccionar um método de solução diferente. Ou, pode ter que usar um método de análise menos convencional, por exemplo, andando para trás a partir da solução, quando conhecida: em geral, no mundo real as respostas não são conhecidas, mas às vezes pode ter uma solução em mente para um dado problema a partir da qual pode andar para "trás". Outras aproximações criativas incluem a possibilidade de visualizar paralelismos com outros tipos de problemas que resolveu anteriormente com sucesso, seguindo a sua intuição ou dicas como prosseguir, ou, simplesmente, por o problema de lado temporariamente e regressar à sua resolução mais tarde.

6.- Teste a sua solução. Pergunte-se se a solução faz sentido. Será que o valor obtido é razoável? É a solução fisicamente aceitável? Pode querer ir mais longe e resolver o problema via outro método alternativo. Isto não só permitirá verificar a validade da solução obtida, como permitirá desenvolver a sua intuição acerca dos métodos de solução mais eficientes para os vários tipos de problemas. No mundo real, esquemas que envolvem aspectos de segurança críticos são sempre verificados por métodos independentes. Habituar-se a testar as suas respostas será benéfico quer como estudante, quer como cientista ou engenheiro.

IMPORTANTE

Estes passos de resolução de problemas não devem ser usados como uma receita para resolver todos os problemas. Pode ter que omitir, alterar a ordem, ou aprofundar certos passos para resolver um problema particular. Use estas indicações como um guia para desenvolver um estilo de resolução de problemas que funcione no seu caso.

Algumas indicações para o sucesso nos testes e exames

Os nervos são, a maior parte das vezes, os responsáveis pelos erros que se cometem num teste ou exame, e levam o estudante a confundir o conteúdo das perguntas, não as ler com clareza ou a responder àquilo que não lhe é perguntado. Nesse sentido, o mais aconselhável é esperar algum tempo para se tranquilizar e ler as perguntas detidamente. Quando estiver esclarecido sobre aquilo que se pretende e o que deve responder, pode começar a resolução da prova.

De uma forma geral, é fundamental registar na folha de respostas a informação mais relevante fornecida na pergunta, assegurando que não se esqueceu de nada nem se omitiu algum dado importante. O passo seguinte é a definição da estratégia a seguir na resposta, com a indicação, quando necessário, das expressões matemáticas a usar, sem esquecer a identificação das grandezas e unidades respectivas.

Além de tranquilizador, ler as perguntas detidamente, traçar uma estratégia de resposta e determinar a ordem das respostas também se reveste de muita importância, além de planificar adequadamente o tempo de que se dispõe. O mais conveniente é dividi-lo pelo número de perguntas a que se tem de responder.

Deve ser garantido que a resolução de uma prova se revela equilibrada e demonstra ao professor que se domina fracamente a maioria dos assuntos propostos. É pouco aconselhável responder brilhantemente a um enunciado, consumindo praticamente todo o tempo disponível, e deixar de responder a outras perguntas ou fazê-lo apenas superficialmente. Neste caso, é de esperar que o corrector da prova será levado a concluir que o aluno apenas preparou alguns temas do programa e não sabe responder ao resto das perguntas da prova, pelo que, quase de certeza, o conduzirá a uma avaliação negativa.

Antes de entregar a resolução da prova, é altamente recomendável dedicar os últimos minutos à revisão e correcção do que se escreveu (se necessário). Em muitos casos, embora não tenha sido possível responder a todas as perguntas propostas, mais vale deixar as coisas assim e proceder a uma leitura rápida para ter a certeza de que não se confundiu nenhum dado ou omitiu algo de importante.

É de fundamental importância usar uma caligrafia clara e de boa apresentação. Não é aceitável o uso de grafia ininteligível ou a apresentação de exercícios com riscos e manchas, características mais próprias de um aluno dos primeiros anos escolares do que de um estudante universitário.

Um aluno decido a realizar uma prova brilhante e a obter uma boa classificação, que lhe permitirá elevar a sua pontuação final, terá de aceitar que nada é gratuito. As boas notas e os resultados excepcionais que alguns estudantes possuem são fruto de um trabalho constante, e muitas horas de esforço e renúncia sistemática a muitos períodos de ócio. Para conseguir bons resultados escolares é necessário ... trabalhar ... muito!

Em resumo, durante a realização de uma prova convém:

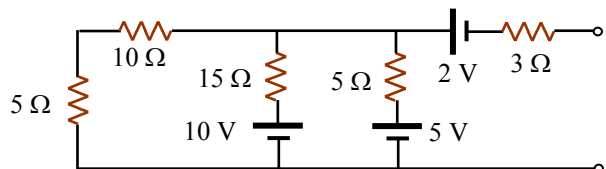
- conceder algum tempo antes de se começar a escrever até se ficar mais tranquilo e reduzir o nervosismo;
- ler atentamente e calmamente as perguntas;
- planificar e distribuir o tempo em partes iguais;
- realizar um breve esquema das partes mais importantes da pergunta antes de começar a escrever;
- cuidar da ortografia, redacção e apresentação geral da prova;
- dedicar os últimos minutos à revisão e correcção da prova.

1ª Pergunta

- (i) Uma fonte de tensão é tanto melhor quanto mais elevada for a sua resistência interna. F
- (ii) Com um osciloscópio em que o trigger não funciona é impossível determinar o período de uma tensão sinusoidal. V
- (iii) Um díodo real entra em condução para uma tensão directa de 1 mV. F
- (iv) Um díodo ideal é um elemento de circuito linear. F
- (v) Se se quisesse rectificar uma tensão com 1 volt de amplitude era preferível utilizar um díodo de Germânio a um de Silício. V
- (vi) São as propriedades do óxido natural do silício, sílica (SiO_2), que o tornam importante na industria electrónica. V
- (vii) O díodo de efeito de túnel apresenta resistência dinâmica (ac) negativa numa porção da sua característica corrente-tensão. V
- (viii) Num díodo laser, a energia da radiação emitida é da ordem da energia da banda proibida. V
- (ix) É possível implementar um bom emissor óptico usando arsenieto de gálio. V
- (x) Num semiconductor tipo n, a carga total efectiva é negativa. F

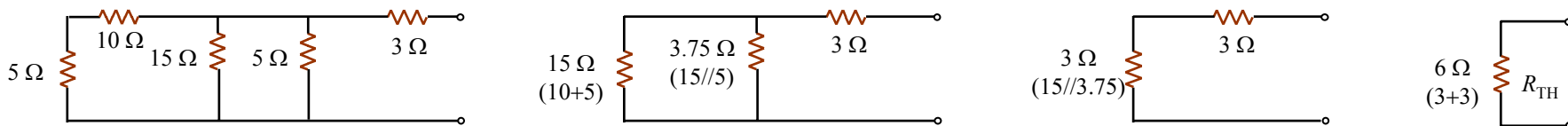
2ª Pergunta

Determine o circuito equivalente de Thevenin do circuito da Figura.



Determinação da resistência equivalente de Thevenin, R_{TH} :

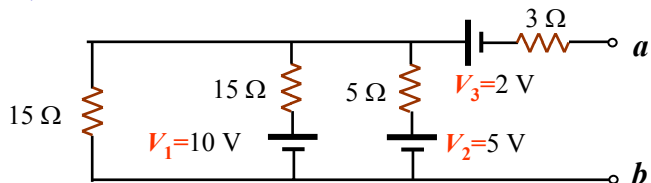
A resistência equivalente de Thevenin, R_{TH} , é a resistência “vista” dos dois terminais especificados, e que se obtém substituindo as fontes do circuito pelas respectivas resistências internas (zero no caso de fontes ideais de tensão, e infinito no caso de fontes ideais de corrente).



$$R_{TH} = 3 + [(15//5)/(10+5)] = 6 \Omega$$

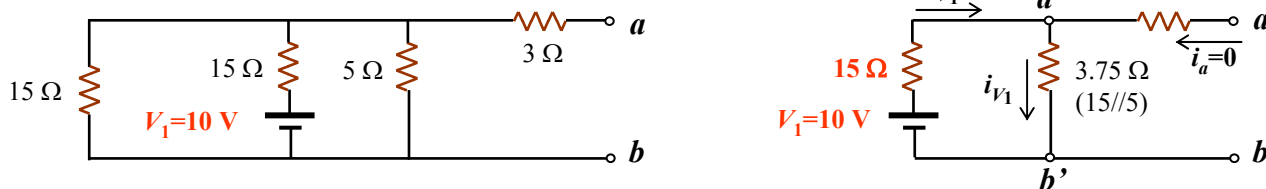
Determinação da tensão equivalente de Thevenin, V_{TH} :

A tensão equivalente de Thevenin, V_{TH} , é a tensão em circuito aberto (sem carga) entre os dois pontos especificados (terminais) do circuito, i.e., a tensão entre os terminais a e b do circuito abaixo, V_{ab} .



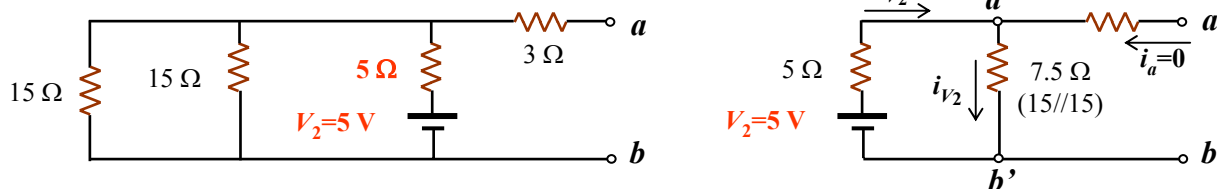
A forma *mais* expedita de determinar a tensão de Thevenin é, neste caso, aplicar o princípio de sobreposição, que *afirma*: a corrente/tensão em qualquer ramo de um circuito linear com várias fontes pode ser calculada, determinando as correntes/tensões em cada ramo particular produzidas por cada fonte actuando isoladamente, com todas as outras fontes substituídas pelas suas resistências internas.

Determinação das correntes/tensões em cada ramo particular produzidas pela fonte V_1 , com todas as outras fontes substituídas pelas suas resistências internas ($V_2=0$ V, $V_3=0$ V):



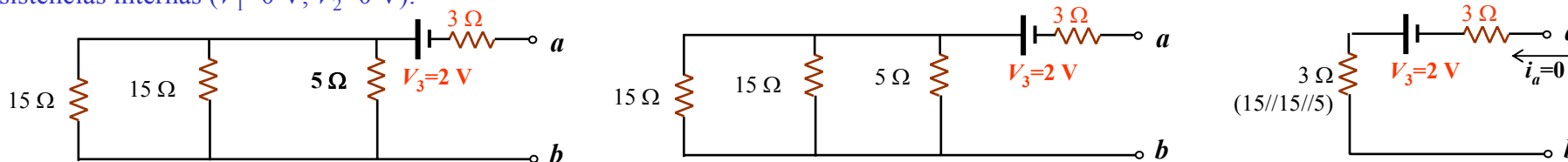
$i_a=0 \Rightarrow V_{ab}=V_{a'b'}$; $i_{V1} = V_1/(15+3.75 \Omega)=10/18.75=0.53(3)$ A ; $V_{ab1} = V_1 - 15 \cdot i_{V1} = 2$ V

Determinação das correntes/tensões em cada ramo particular produzidas pela fonte V_2 , com todas as outras fontes substituídas pelas suas resistências internas ($V_1=0$ V, $V_3=0$ V):



$i_a=0 \Rightarrow V_{ab}=V_{a'b'}$; $i_{V2} = V_2/(5+7.5 \Omega)=5/12.5=0.4$ A ; $V_{ab2} = V_2 - 5 \cdot i_{V2} = 3$ V

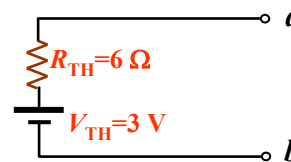
Determinação das correntes/tensões em cada ramo particular produzidas pela fonte V_3 , com todas as outras fontes substituídas pelas suas resistências internas ($V_1=0$ V, $V_2=0$ V):



$i_a=0 \Rightarrow V_{ab}=V_{a'b'}$; $V_{ab3} = -V_3 - 6 \cdot i_a = -V_3 = -2$ V

A tensão equivalente de Thevenin é $V_{TH}=V_{ab}=V_{ab1}+V_{ab2}+V_{ab3}=2+3-2=3$ V.

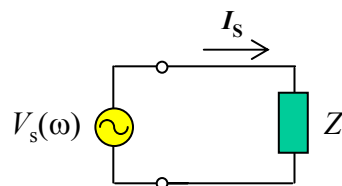
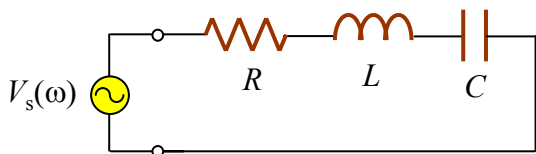
O circuito equivalente de Thevenin é, portanto:



(<http://w3.uaig.pt/~jlongras/ie.html>)

3ª Pergunta

Considere o circuito da Figura. Determine, em função de ω , a amplitude da corrente no circuito, e a potência média dissipada na resistência. Represente graficamente ambas as grandezas em função de ω . Analise os resultados.



$V_s = |Z|I_s$ Lei de Ohm generalizada

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = |Z(\omega)|e^{j\theta}$$

$$I_S = \frac{V_S}{|Z(\omega)|} = \frac{V_S}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$$

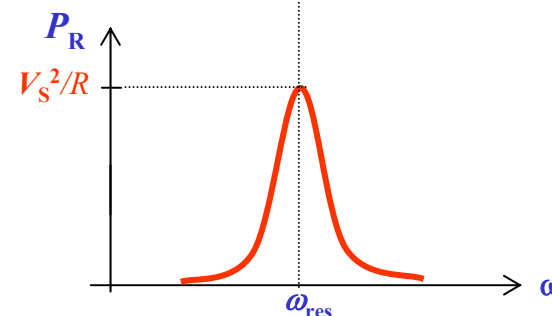
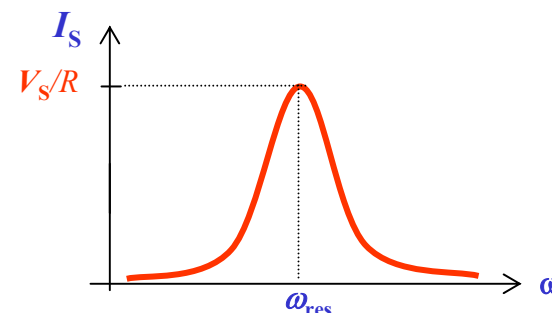
$$P_R = R \cdot I_S^2 = R \frac{V_S^2}{\left[R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2\right]}$$

Os valores máximos de I_S e P_R ocorrem quando $\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0$, i.e., $\omega = \omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

$$I_{S_{m\acute{a}x}} = \frac{V_S}{\sqrt{R^2}} = \frac{V_S}{R}$$

$$P_{R_{m\acute{a}x}} = R I_{S_{m\acute{a}x}}^2 = \frac{V_S^2}{R}$$

O circuito em apreço é um circuito RLC série, onde a máxima transferência de potência da fonte para a resistência ocorre na condição de ressonância, i.e., quando a corrente que percorre o circuito atinge o valor máximo e a reactância é nula ($\omega = \omega_{res}$).



(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

4ª Pergunta

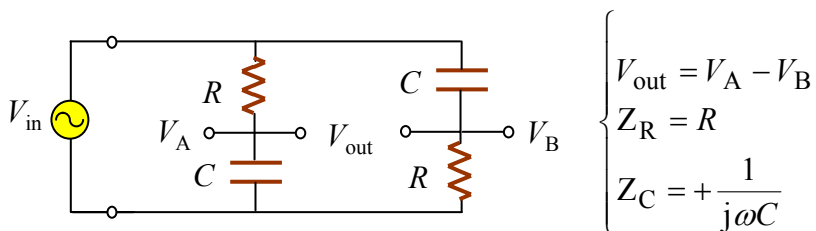
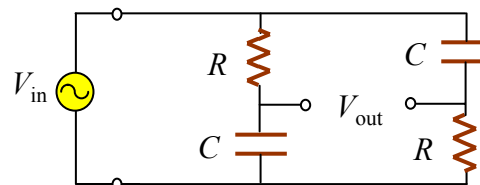
Determine para o circuito abaixo, a função de transferência. Represente graficamente, em função de ω , a amplitude e a fase da função de transferência. Caracterize este filtro.

À resposta em frequência de um circuito chama-se Função de Transferência do circuito, $H(\omega)$, definida como a razão entre a tensão de saída, $V_{out}(\omega)$, e a tensão de entrada, $V_{in}(\omega)$, com a saída em aberto ($i_{out}=0$). $H(\omega)$ é, em geral, uma grandeza complexa:

$$H(\omega) = |H(\omega)|e^{j\theta}$$

$|H(\omega)| = |V_{out}/V_{in}|$ e θ é a ddf entre a tensão de entrada e a tensão de saída.

Determinação da função de transferência, $H(\omega) = V_{out}/V_{in}$, para circuito da Figura:



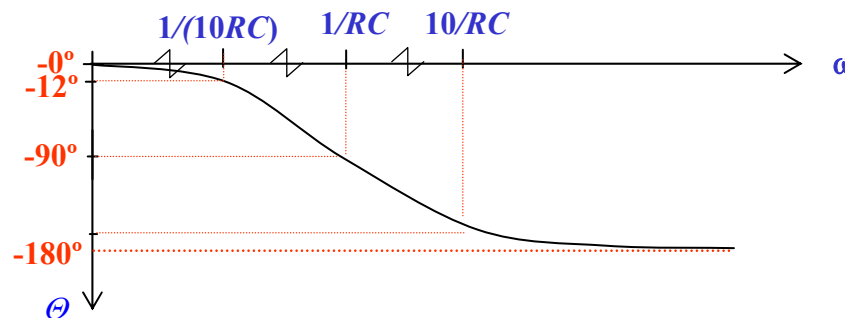
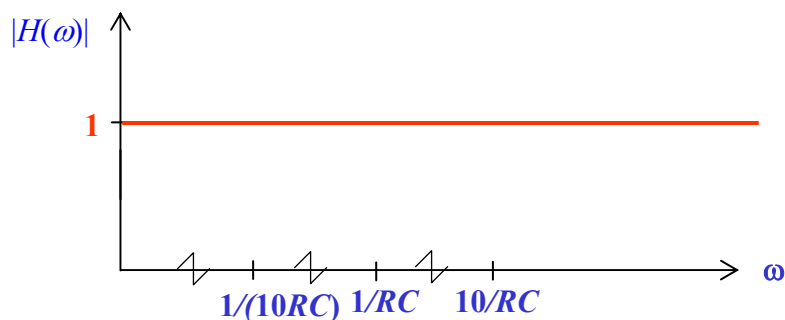
$$\begin{cases} V_A = \frac{Z_C}{Z_R + Z_C} V_{in} \\ V_B = \frac{Z_R}{Z_R + Z_C} V_{in} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} V_A = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} V_{in} \\ V_B = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} V_{in} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} V_A = \frac{1}{j\omega CR + 1} V_{in} \\ V_B = \frac{j\omega CR}{j\omega CR + 1} V_{in} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} V_A = \frac{1 - j\omega CR}{1^2 + (\omega CR)^2} V_{in} \\ V_B = \frac{j\omega CR(1 - j\omega CR)}{1^2 + (\omega CR)^2} V_{in} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} V_A = \frac{1 - j\omega CR}{1^2 + (\omega CR)^2} V_{in} \\ V_B = \frac{(\omega CR)^2 + j\omega CR}{1^2 + (\omega CR)^2} V_{in} \end{cases}$$

$$V_{out} = V_A - V_B = \frac{1 - j\omega CR}{1^2 + (\omega CR)^2} V_{in} - \frac{(\omega CR)^2 + j\omega CR}{1^2 + (\omega CR)^2} V_{in} = \frac{[1 - (\omega CR)^2] - j2\omega CR}{1^2 + (\omega CR)^2} V_{in}$$

$$H(\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{[1 - (\omega CR)^2] - j2\omega CR}{1^2 + (\omega CR)^2} = \sqrt{\frac{[1 - (\omega CR)^2]^2 + (2\omega CR)^2}{[1^2 + (\omega CR)^2]^2}} \text{Exp} \left[j \arctan \left(- \frac{2\omega CR}{[1 - (\omega CR)^2]} \right) \right] = 1 \cdot e^{j \arctan \left(- \frac{2\omega CR}{[1 - (\omega CR)^2]} \right)}$$

(<http://w3.uaig.pt/~jlongras/ie.html>)

$$H(\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = |H(\omega)|e^{j\theta} = \frac{[1 - (\omega CR)^2] - j2\omega CR}{1^2 + (\omega CR)^2} = 1 \cdot e^{j \arctan\left(-\frac{2\omega CR}{1 - (\omega CR)^2}\right)}$$



O circuito deixa passar tudo, apenas alterando a relação de fase entre o sinal de entrada e o sinal de saída, i.e, o circuito só “afecta” a fase do sinal.

5ª Pergunta

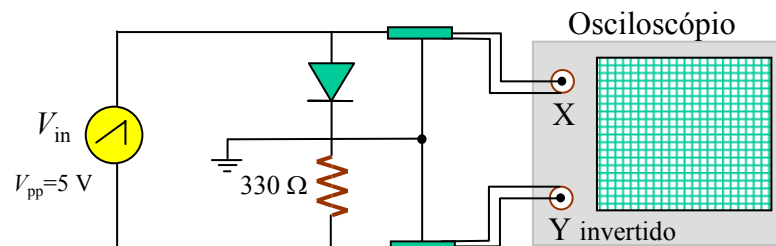
- a) Descreva as propriedades de semicondutores tipo n e tipo p.
- b) Indique a característica corrente-tensão de uma junção p-n. Identifique as diferentes secções da característica.

Ver bibliografia

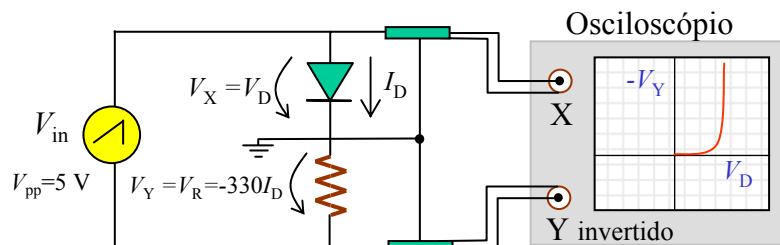
6ª Pergunta

Considere a montagem da Figura. A fonte de sinal gera uma tensão “dente-de-serra” de frequência 50 Hz e 5 V de pico-a-pico.

- Represente esquematicamente o que observaria no osciloscópio em modo XY.
- Explique o funcionamento desta montagem.



- Represente esquematicamente o que observaria no osciloscópio em modo XY:



$$V_{in} = V_D - V_R$$

O circuito permite obter no osciloscópio a porção da característica $I_D - V_D$ do diodo, correspondente à polarização directa.

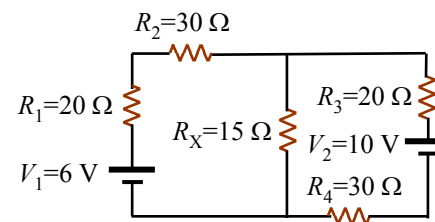
- Explique o funcionamento desta montagem:

O canal 1 do osciloscópio prova a tensão aos terminais do diodo, e o canal 2 regista um sinal de tensão proporcional à corrente que percorre o diodo. Como é indicado na figura, as terras do gerador e do osciloscópio são diferentes, caso contrário a corrente só percorreria o diodo. O canal 2 está invertido de forma a que a curva apareça correctamente orientada.

(<http://w3.uaig.pt/~jlongras/ie.html>)

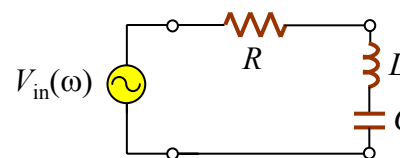
2. Calcular o equivalente de Thevenin do circuito entre os pontos *a* e *b* e a corrente através de R_X . (3 valores)

Sol: $V_{TH}=8\text{ V}$; $R_{TH}=25\ \Omega$; $I_{R_X}=0.2\text{ A}$



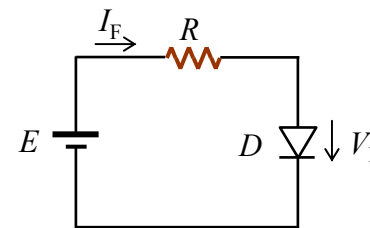
3. Para o circuito da figura considere $V_{in}=100\text{ mV}$, $R=0.5\ \Omega$, $L=0.1\text{ mH}$ e $C=50\ \mu\text{F}$. Determine a frequência de ressonância, a corrente máxima no circuito e a diferença de potencial na bobine quando o circuito está em ressonância. (3 valores)

Sol: $\omega_R=14\ 142\text{ rad/s}$; $f_R=2\ 250\text{ Hz}$; $I_{Max}=200\text{ mA}$; $V_{LXax}=282.84\text{ mV}$



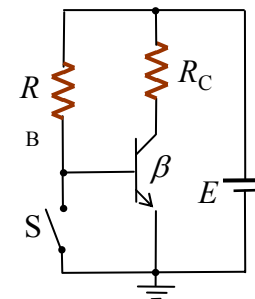
4. Deduzir a função $V_F=f(I_F)$ do circuito ao lado. Represente-a no plano (V_F, I_F) , conjuntamente com a característica do diodo. Assinale no mesmo plano os valores de tensão e corrente através diodo em funcionamento. (3.5 valores)

Sol: $E=RI_F+V_F$; $V_F=E-RI_F$; $I_F=0$, $V_F=E$; $V_F=0$, $I_F=E/R$; a intersecção da recta de carga com a característica do diodo (ponto Q) representa o ponto de funcionamento. I_{F0} e V_{F0} são a corrente e a ddp no diodo.



5. Considere o circuito da figura, onde $R_C=100\ \Omega$, $R_B=2\text{ k}\Omega$, e $E=30\text{ V}$. O beta do transistor é 50, a tensão colector-emissor em saturação é 0.2 V e a tensão base-emissor em condução é 0.7 V. Calcular as correntes e as tensões no transistor quando o interruptor S está aberto e quando está fechado. Indique possíveis aplicações do circuito. (3 valores)

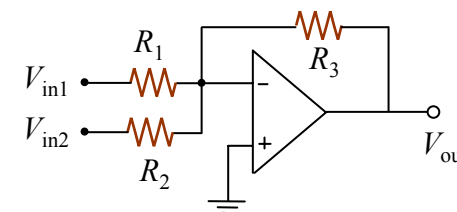
Sol: Quando S está fechado: $I_B=0$, $I_C=0$; $V_{BE}=0$, $V_{BC}=E_C=30\text{ V}$; $I_B=14.65\text{ mA}$, $I_C=0.298\text{ A}$. Como $I_C < \beta I_B$, o transistor está saturado.



6. Considere no circuito $R_3=4\text{ k}\Omega$, $V_{in1}=1.5\text{ V}$ e $V_{in2}=2.5\text{ V}$.

a) Determine a tensão de saída V_{out} para os seguintes valores de resistências e tensões de entrada: $R_1=1\text{ k}\Omega$, $R_2=2\text{ k}\Omega$. Calcule o valor de V_{out} supondo que $R_1=R_2=4\text{ k}\Omega$. Identifique o circuito obtido.

b) Sol: $V_{out}=-11\text{ V}$; $V_{out}=-4\text{ V}$; circuito somador de duas entradas.

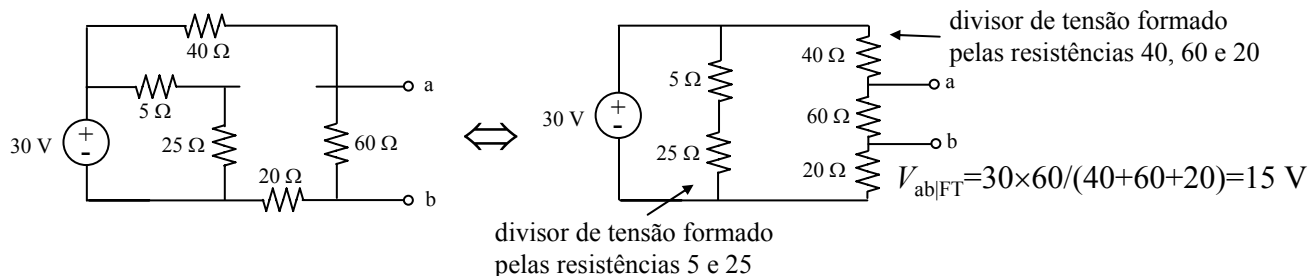


2 (a) Tensão aos terminais a e b:

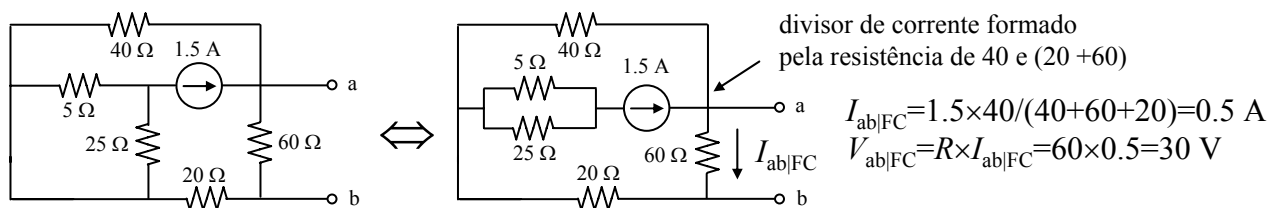
A tensão quando S está aberto, pode ser determinada usando o princípio da sobreposição ou aplicando as leis de Kirchhoff.

O cálculo será feito usando o princípio de sobreposição. Neste caso as fontes serão substituídas alternadamente pelas suas resistências internas: Zero no caso de fonte ideais de tensão, e infinito no caso de fontes ideais de corrente.

Substituindo a fonte de corrente pela sua resistência interna (infinito).



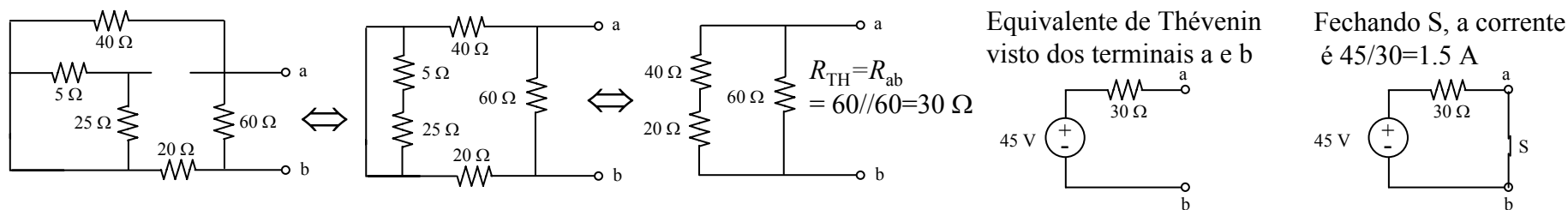
Substituindo a fonte de tensão pela sua resistência interna (zero), obtém-se:



Somando o efeito das duas fontes obtém-se: $V_{ab} = V_{ab|FT} + V_{ab|FC} = 15 + 30 = 45 \text{ V}$.

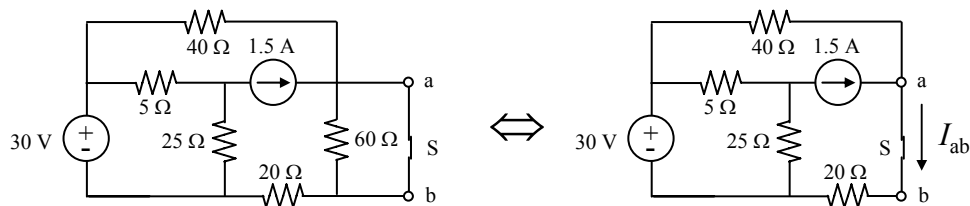
2 (b) Corrente de curto-circuito, i.e., quando S está fechado:

Pode ser determinada usando o equivalente de Thévenin. A tensão do gerador de Thévenin foi calculada na alínea anterior e é $V_{ab} = V_{TH} = 45 \text{ V}$. A resistência de Thévenin é obtida substituindo simultaneamente todas fontes pelas respectivas resistências internas:



(<http://w3.uaig.pt/~jlongras/ie.html>)

A corrente de curto-circuito pode, também, ser determinada usando o princípio da sobreposição ao circuito quando S está fechado:



Seguindo o mesmo procedimento da alínea a), obtém-se:

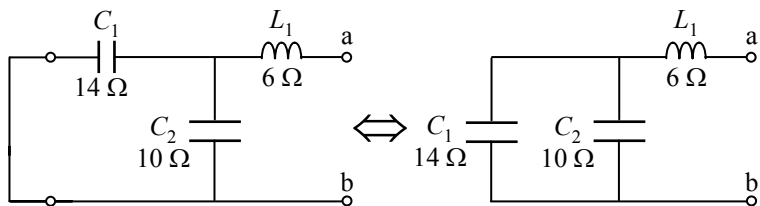
$$I_{ab|FT} = 30 / (40 + 20) = 0.5 \text{ A}$$

$$I_{ab|FC} = 1.5 \times 40 / (40 + 20) = 1 \text{ A}$$

$$I_{ab} = 0.5 + 1.0 = 1.5 \text{ A}$$

3 Equivalente de Thévenin aos terminais a e b:

Para determinar a impedância equivalente de Thévenin, substituem as fontes de tensão pelas suas impedâncias internas (zero na fontes ideais de tensão, e infinito para as fontes ideais de corrente):

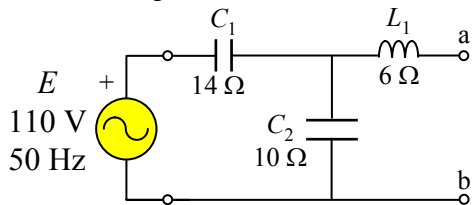


A impedância equivalente é dada por:

$$Z_{TH} = Z_{ab} = Z_{C1} // Z_{C2} + Z_{L1} = -j5.8(3) + j6 = j0.1(6) \approx j0.2 \Omega$$

onde $Z_{C1} = -j14 \Omega$, $Z_{C2} = -j10 \Omega$ e $Z_{L1} = j6 \Omega$

A tensão equivalente de Thévenin aos terminais a e b corresponde ao valor da tensão aos terminais do condensador C_2 .



Como a corrente na indutância é nula, o circuito formado pela fonte mais os condensadores actua como um divisor de tensão e a tensão aos terminais do condensador e, portanto, aos terminais a e b é: $V_{TH} = V_{ab} = V_{C2} = E \times Z_{C2} / (Z_{C1} + Z_{C2}) = 45.8(3) \approx 45.83 \text{ V}$, a frequência é a mesma.

A corrente na resistência R é dada por:

$$I_R = V_{TH} / (40 + j0.2); \text{ módulo } I_R = V_{TH} / |40 + j0.2| \approx 1.146 \text{ A}; \text{ fase } \phi \approx 0^\circ 17' 11''$$

4 (a) Frequência de ressonância,

frequência à qual a reactância capacitiva iguala a reactância indutiva: $X_C(\omega_R) = X_L(\omega_R)$, donde resulta que $\omega^2_R = 1/LC$.

$$f_R = \omega_R / 2\pi \approx 20\,000 / 6.283 \approx 3.183 \text{ kHz.}$$

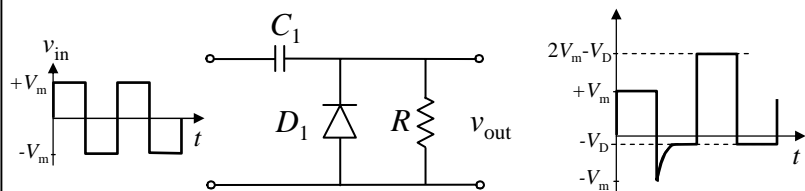
4 (b) Função de transferência: (temos, novamente um divisor de tensão)

$$H(\omega) = V_{out}(\omega) / X_{in}(\omega) = Z_C(\omega) / [Z_R(\omega) + Z_L(\omega) + Z_C(\omega)] = 1 / [j\omega CR - (\omega^2 LC - 1)] = [(1 - \omega^2 LC) - j\omega CR] / [(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega CR)^2]$$

$$\text{Módulo: } |H(\omega)| = 1 / \sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega CR)^2}; \text{ fase } \phi = \arctan[-\omega CR / (1 - \omega^2 LC)].$$

[http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html]

5 (a) Forma de onda aos terminais de R:



5 (b) Funcionamento do circuito:

Quando a tensão de entrada passa de zero a $+V_m$, a tensão no cátodo do diodo, sobe de zero para $+V_m$, porque a tensão no condensador não pode variar instantaneamente, fazendo com que a subida de tensão na armadura esquerda ocorra também na armadura direita. Assim, estando a armadura direita ao potencial $+V_m$, o diodo não conduz, e a tensão aos tensões na saída é igual à tensão da entrada. Quando a tensão v_{in} diminui de $+V_m$ para $-V_m$, pelas razões já expostas, a tensão no cátodo do diodo passa para $-V_m$. Agora, o diodo está polarizado directamente e se $-V_m$ for inferior a $-V_D$, o diodo entra em condução, permitindo que o condensador carregue, com a constante de tempo $\tau=R_D C$. (onde R_D representa a resistência do diodo em condução), que é, em geral, muito pequena quando comparada com o período do sinal de entrada. A tensão no condensador será $V_C=V_m-V_D$, em que a armadura da direita está a um potencial superior à da esquerda, igual a $-V_D$. (o potencial na armadura da esquerda é $-V_m$). Quando o sinal de entrada, passa de $-V_m$ para $+V_m$, o potencial na armadura da esquerda sobe $2V_m$, e como a ddp aos terminais do condensador não pode variar instantaneamente, a tensão na armadura da direita sobe de $-V_D$ para $2V_m-V_D$, o que polariza inversamente o diodo. A tensão de saída mantém-se igual a $2V_m-V_D$ até que a tensão de entrada comute novamente para $-V_m$, o que faz com a tensão no cátodo do diodo desça para $-V_D$. ($=2V_m-V_D-2V_m$), mantendo-se em $-V_D$, até que a tensão de entrada comute novamente.

6 (a) Correntes mínima e máxima no diodo de Zener, com a carga (R_L) sempre ligada:

$I_{RL}=V_Z/R_L=0.05$ A, qualquer que seja E , desde de que o diodo esteja em franca condução.

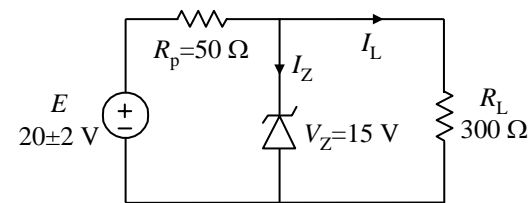
Seja $E=22$ V, $I_{Rp}=(E-V_Z)/R_p=0.14$ A, aplicando a lei dos nós, $I_Z=I_{Rp}-I_{RL}=0.14-0.05=0.09$ A=90 mA.

Seja $E=18$ V, $I_{Rp}=(E-V_Z)/R_p=0.06$ A, aplicando a lei dos nós, $I_Z=I_{Rp}-I_{RL}=0.06-0.05=0.01$ A=10 mA.

6 (b) Potência dissipada no diodo quando a carga R_L está desligada e $E=20$ V:

Quando $E=20$ V, $I_{Rp}=(E-V_Z)/R_p=0.1$ A. Como a carga está desligada, $R_L=\infty$, e, portanto, $I_Z=I_{Rp}=0.1$ A,

a potência dissipada no diodo de Zener é $P_Z=V_Z I_Z=1.5$ W.



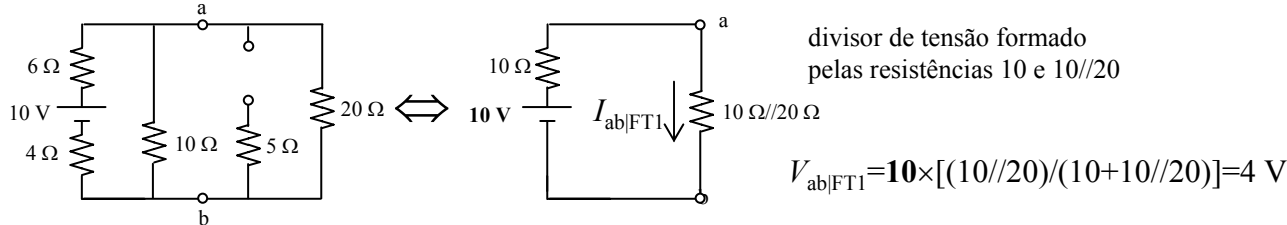
2. Desenhar o circuito na folha de respostas!

Tensão aos terminais a e b:

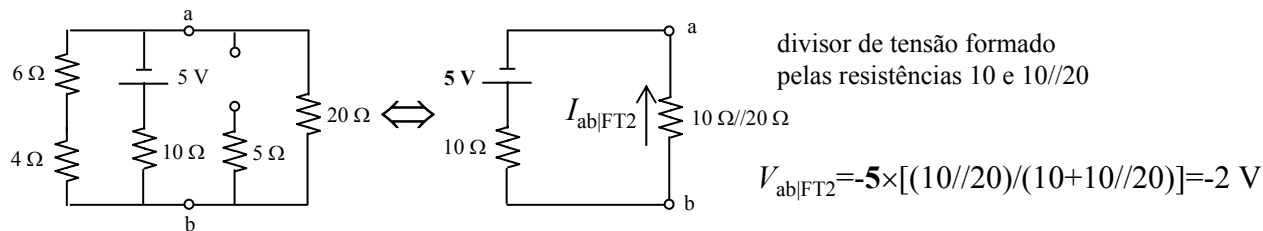
A ddp entre a e b pode ser determinada aplicando o princípio da sobreposição ou as leis de Kirchhoff.

O cálculo será feito usando o princípio de sobreposição. Considera-se a contribuição de uma fonte de cada vez, substituindo as outras fontes presentes pelas respectivas resistências internas: zero no caso de fonte ideais de tensão e infinito no caso de fontes ideais de corrente.

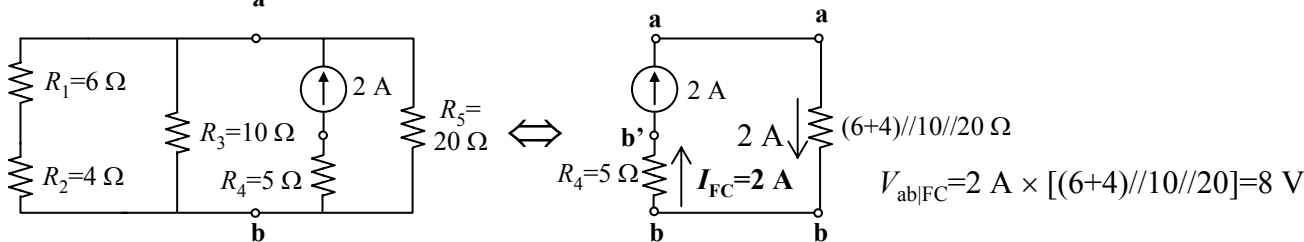
Efeito de E_1 : substitui-se a fonte de corrente pela sua resistência interna (infinito, i.e., circuito-aberto) e a fonte de tensão E_2 por um curto.



Efeito de E_2 : substitui-se a fonte de corrente pela sua resistência interna (infinito, i.e., circuito-aberto) e a fonte de tensão E_1 por um curto.



Efeito da fonte de corrente de 2 A: substitui-se as fontes de tensão, E_1 e E_2 , pelas suas resistências internas (zero, i.e., curto-circuito).



Tensão aos terminais a e b: $V_{ab} = V_{ab|FT1} + V_{ab|FT2} + V_{ab|FC} = 4 - 2 + 8 = 10 \text{ V}$

Tensão aos terminais da fonte de corrente: $V_{FC} = V_{ab} - V_{b'b} = 10 - (-2 \times 5) = 20 \text{ V}$ (queda de tensão na resistência: $V_{b'b} = -I_{FC} \times R_4 = -10 \text{ V}$)

3 Desenhar o circuito na folha de respostas!

(a) A resistência “vista” dos terminais do condensador corresponde ao paralelo de R_1 e R_2 , i.e., $R_{//}=2.4 \text{ k}\Omega$.
A constante de tempo do circuito é $\tau=R_{//}C=0.24 \text{ s}$.

(b) O regime estacionário corresponde ao período de tempo $t > 5\tau$, isto é, após o condensador ter carregado completamente (ver notas do segundo trabalho prático e sumários das aulas teóricas). Para $t > 5\tau$, o condensador comporta-se como um circuito aberto. Neste caso as correntes i_1 e i_2 são iguais e a corrente no condensador é nula. O circuito actua, portanto, como um divisor de tensão: $V_{R2}=V_C=30 \times 6 / (4+6) = 18 \text{ V}$.

(c) Assumindo que o circuito é ligado à fonte de tensão em $t=0 \text{ s}$, $V_C=0 \text{ V}$ (a tensão aos terminais de um condensador não pode variar instantaneamente), e, portanto, $i_2=V_C/6000=0/6000=0 \text{ A}$ e $i_1=(E - V_C)/4000=30/4000=7.5 \text{ mA}$.

Para $t=\infty \text{ s}$: ver b). $i_1=i_2$, $V_C=18 \text{ V}$, $i_2=V_C/6000=18/6000=3 \text{ mA}$ e $i_1=(12)/4000=3 \text{ mA}$.

Para $t=0.48 \text{ s}=2\tau$: a tensão aos terminais do condensador (na carga) varia segundo a expressão $V_C(t)=V_C(t=\infty)[1-e^{-t/\tau}]$.

$V_C(t=0.48 \text{ s})=18[1-e^{-2}]=15.56 \text{ V}$. $i_2=V_C/6000=15.56/6000=2.6 \text{ mA}$ e $i_1=14.44/4000=3.61 \text{ mA}$.

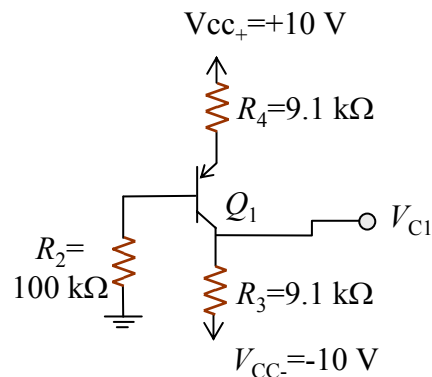
4 Desenhar o circuito na folha de respostas!

Tensões aos terminais da base, emissor e colector dos transístores, e as correntes em todos os ramos:

O circuito corresponde a uma montagem de dois andares.

Para resolver deve-se começar por assumir que ambos os transístores estão no modo activo, i.e., que é válida a relação $i_C=\beta i_B$ (a verificar).

Admitindo que a corrente de base do segundo transístor é muito menor que a corrente de colector do primeiro transistor, pode-se assumir que a corrente na resistência R_3 é praticamente igual à corrente de colector do primeiro transistor I_{C1} , i.e., o segundo andar não afecta de forma significativa a polarização do primeiro andar. Considera-se *primeiro* o primeiro andar (**Desenhar o circuito na folha de respostas!**).



Analisando a malha $V_{cc} \rightarrow R_4 \rightarrow V_{EB} \rightarrow R_4 \rightarrow$ comum: $10 = R_4 I_E + 0.7 + R_2 I_B$. Tendo em conta que se assumiu que $i_E = (\beta + 1)i_B$: $10 - 0.7 = R_2 I_{B1} + (\beta + 1)R_4 I_{B1}$, $I_{B1} = 9.3 / (1019.1) = 9.13 \mu\text{A}$. $I_{E1} = (\beta + 1)I_{B1} = 9.22 \text{ mA}$, $I_{C1} = \beta I_{B1} = 9.13 \text{ mA}$. $V_{B1} = R_2 I_{B1} = 0.913 \text{ mA}$, $V_{E1} = V_{CC+} - R_4 I_{E1} = 1.61 \text{ V}$, $V_{C1} = R_3 I_{C1} + V_{CC-} = -1.69 \text{ V}$.

Como $V_{EC1} > 0.2 \text{ V}$ pode-se concluir que o transistor Q_1 está no modo activo, como se assumiu anteriormente.

Análise do segundo andar (**Desenhar o circuito na folha de respostas!**):

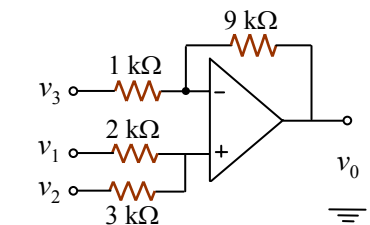
Tendo em conta a introdução acima, $V_{B2} = V_{C1} = -1.69 \text{ V}$, podendo concluir-se que $V_{E2} = V_{B2} - V_{BE2} = -2.39 \text{ V}$.

$I_{E2} = (V_{E2} - V_{CC-}) / R_6 = 1.77 \text{ mA}$, $I_{C2} = \alpha I_{E2} = 1.75 \text{ mA}$, $I_{B2} = I_{C2} / \beta = 17.5 \mu\text{A}$. $V_{C2} = V_{CC+} - R_5 I_{C2} = 1.075 \text{ V}$.

Como $V_{CE2} > 0.2 \text{ V}$ pode-se concluir que também o transistor Q_2 está no modo activo.

Embora não exactos, os valores obtidos são uma boa aproximação a estes (ver comentário no Sedra e Smith).

5 Desenhar o circuito na folha de respostas!



A resolução é simples se se aplicar o princípio da sobreposição (ver resolução do problema 3).

Na resolução assume-se que o amp-op é ideal, i.e., a resistência de entrada e o ganho em malha aberta são infinitos, o que implica, admitindo-se o funcionamento do amp-op no regime linear, que $v_+ = v_-$ e $i_+ = i_- = 0$.

Começando por considerar primeiro o efeito da tensão v_3 (curto-circuitando as outras duas fontes), obtém-se a montagem amplificadora inversora: $v_+ = 0 \text{ V} \Rightarrow v_- \approx 0 \text{ V}$ (terra virtual). Assim: $i_{1k} = v_3/1k$ e $v_{03} = v_- - 9ki_{1k} = -9v_3$.

$v_{03} = -9v_3$.

Efeito da tensão v_1 (curto-circuitando as outras duas fontes - **Desenhar o circuito na folha de respostas!**):

Tendo em conta as propriedades do amp-op referidas atrás, a tensão na entrada não-inversora é dada por: $v_+ = v_1 \times 3k / (2k + 3k) = 3/5 \times v_1$ (divisor de tensão) como $v_+ = v_-$ e $v_- = v_{01} \times 1k / (1k + 9k)$ [divisor de tensão], obtém-se

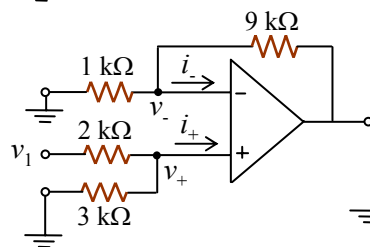
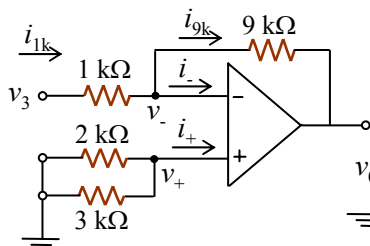
$v_{01} = (1k + 9k) / 1k \times 3/5 \times v_1 = 6v_1$ (ver amplificador não-inversor).

Efeito da tensão v_2 (curto-circuitando as outras duas fontes - **Desenhar o circuito na folha de respostas!**):

Tendo em conta as propriedades do amp-op referidas atrás, a tensão na entrada não-inversora é dada por: $v_+ = v_2 \times 2k / (2k + 3k) = 2/5 \times v_2$ (divisor de tensão) como $v_+ = v_-$ e $v_- = v_{02} \times 1k / (1k + 9k)$ [divisor de tensão], obtém-se

$v_{02} = (1k + 9k) / 1k \times 2/5 \times v_2 = 4v_2$ (ver amplificador não-inversor).

Da soma de todos os “efeitos” resulta $v_0 = 6v_1 + 4v_2 - 9v_3$.



6 Desenhar o circuito na folha de respostas!

Dados importantes:

Díodos reais: $V_D = 0.7 \text{ V}$, quando em condução.

Lógica positiva: um lógico “1” $\geq 2.5 \text{ V}$; zero lógico “0” $\leq 0.9 \text{ V}$.

Casos possíveis:

$A = B = 0 \text{ V}$

$A = 5 \text{ V}, B = 0 \text{ V}$

$A = 0 \text{ V}, B = 5 \text{ V}$

$A = B = 5 \text{ V}$

Tabela de verdade

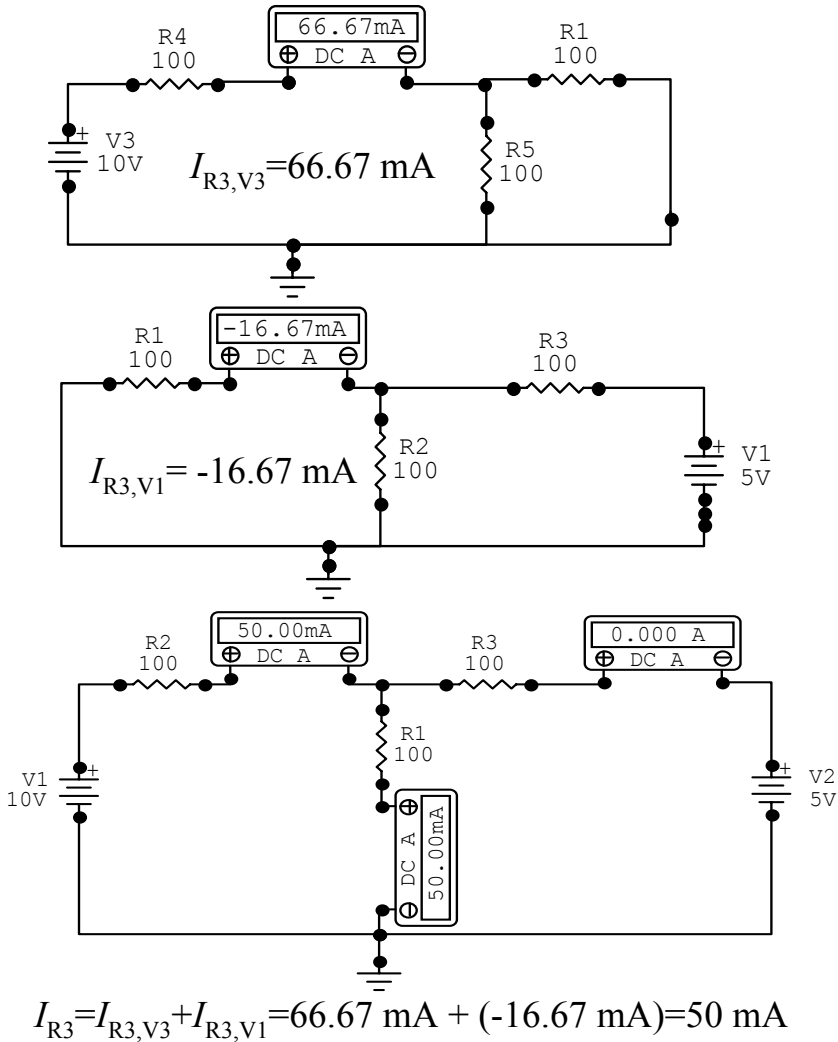
A	B	Z
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

Função lógica: OU.
(Ver resolução completa do exercício nas notas sobre electrónica digital.)

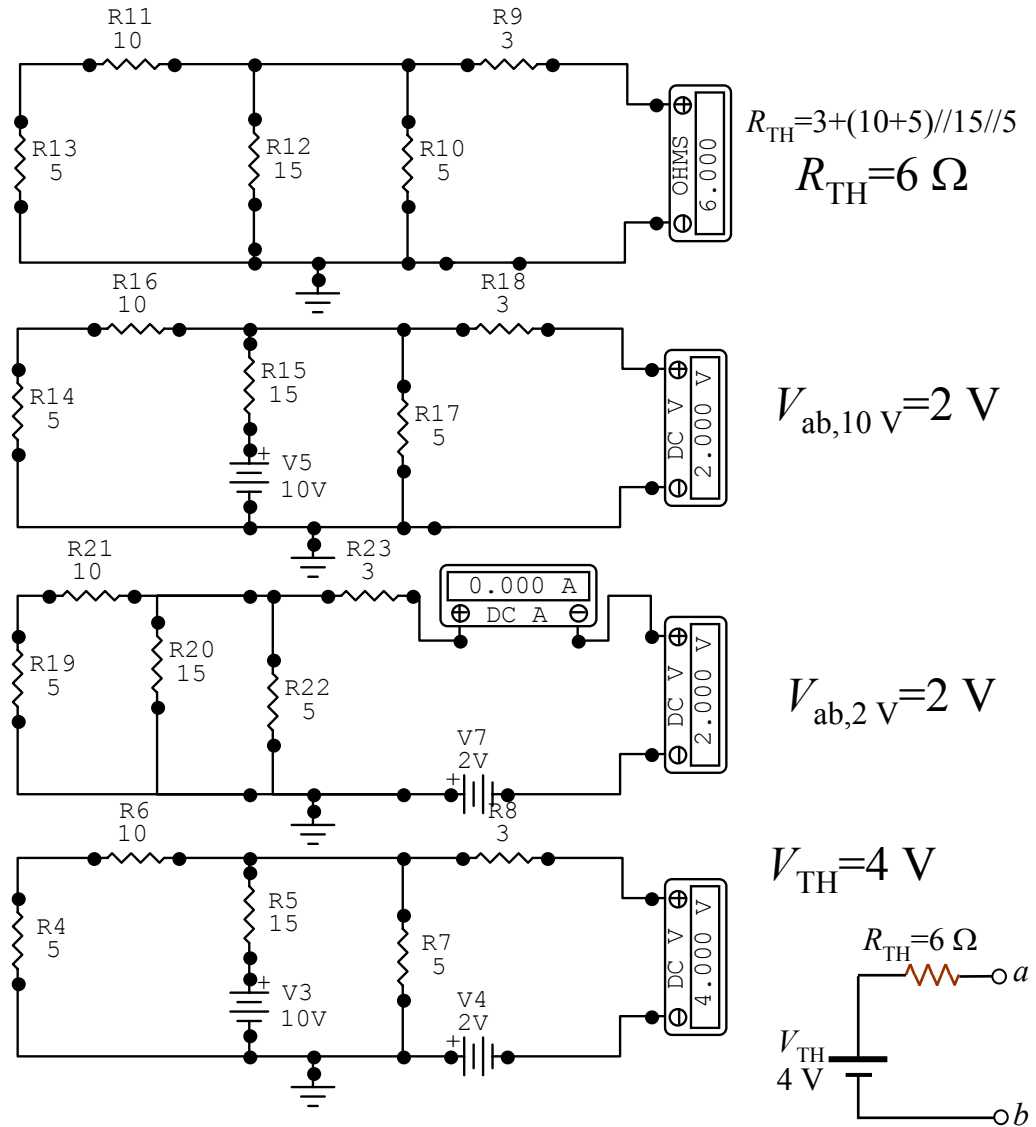
<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>

2. Usando o princípio de sobreposição, determine a intensidade de corrente que percorre R_1 .
Desenhar o circuito na folha de respostas!

Aplicando o princípio da sobreposição:



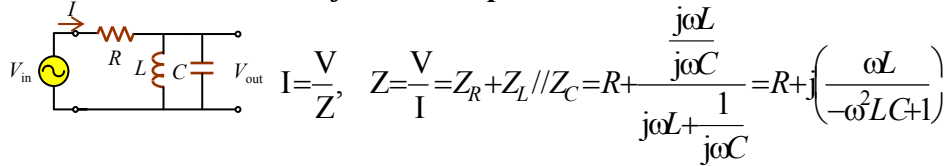
3. Determine o equivalente de Thévenin do circuito entre os pontos a e b .
Desenhar o circuito na folha de respostas!



(<http://w3.uaig.pt/~jlongras/ie.html>)

4. a) Desprezando a resistência da bobine, R_B , determine a frequência de ressonância do circuito e a correspondente tensão V_0 .

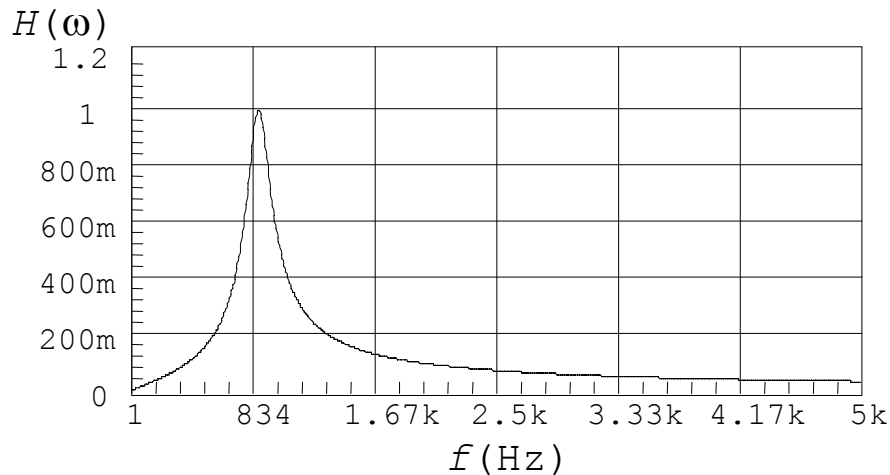
Desenhar o circuito na folha de respostas!



$$Z = \frac{V}{I} = |Z(\omega)| e^{j\theta}, \quad |Z(\omega)| = \sqrt{R^2 + \left(\frac{\omega L}{1 - \omega^2 LC} \right)^2}, \quad X = \left(\frac{\omega L}{1 - \omega^2 LC} \right) = \infty \Rightarrow \omega^2 LC = 1$$

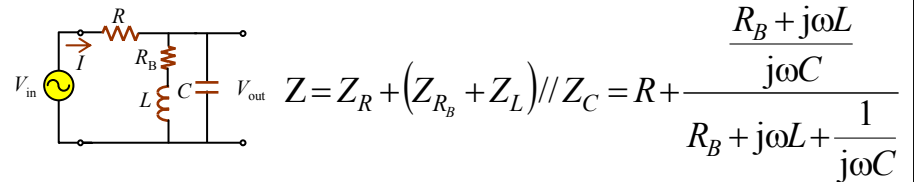
$$\Leftrightarrow \omega = \omega_R = \frac{1}{\sqrt{LC}} \approx 876 \text{ Hz}$$

$$V_0 = \frac{Z_{C//L}}{Z_{C//L} + Z_R} V_{in} = V_{in} \text{ porque } |Z_{C//L}(\omega_R)| = \infty$$



4. c) Da alínea a) e da análise do comportamento da bobine e do condensador a baixas e altas frequências, relativamente à frequência de ressonância, conclui-se que se trata de um circuito passa-banda (ver 20ª aula teórica).

4. b) Repita os cálculos considerando, agora, R_B .
Desenhar o circuito na folha de respostas!

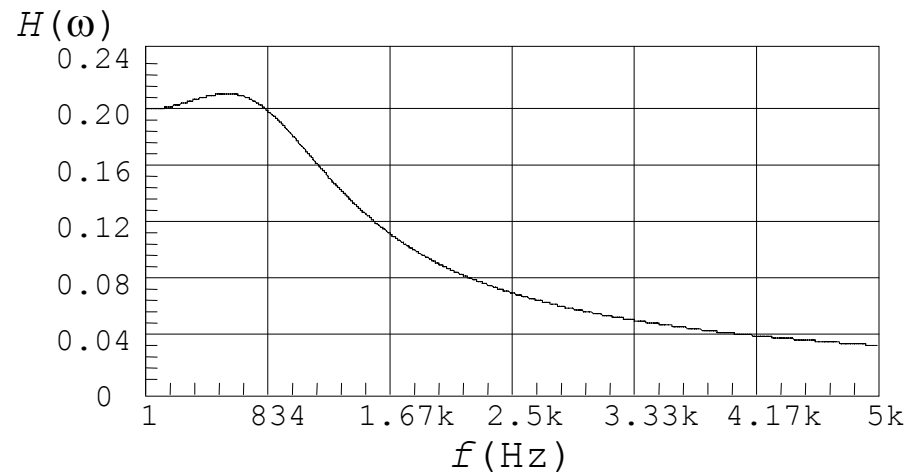


$$Z = R + \left(\frac{R_B + j\omega L}{j\omega C R_B - \omega^2 CL + 1} \right) = Z_{Re} + jZ_{Im}$$

$$Z_{Im} = \infty$$

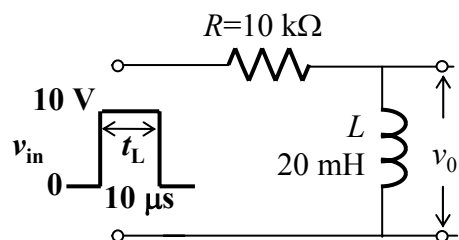
$$\Rightarrow \omega \equiv \omega_R \approx 570 \text{ Hz} \quad (\text{ver figura abaixo})$$

$$V_0 = \frac{Z_{C//L}}{Z_{C//L} + Z_R} V_{in} \approx 2.5 \text{ V} \quad (\text{ver figura abaixo})$$



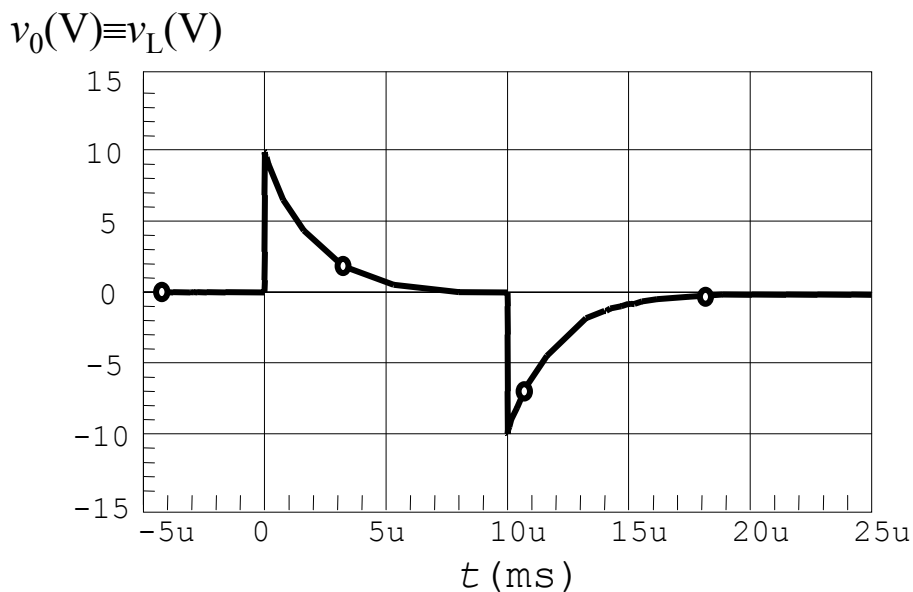
5. Determine a forma de onda de saída v_0 e os valores da corrente na resistência do circuito, quando é aplicado o pulso indicado.

Desenhar o circuito e as formas de onda na folha de respostas!



Constante de tempo do circuito: $\tau = L/R = 2 \mu s$ e $5\tau = 10 \mu s$.

Verifica-se, portanto, que a largura do pulso t_L é igual a 5τ .



Funcionamento do circuito:

Ver 5ª aula, página 3.

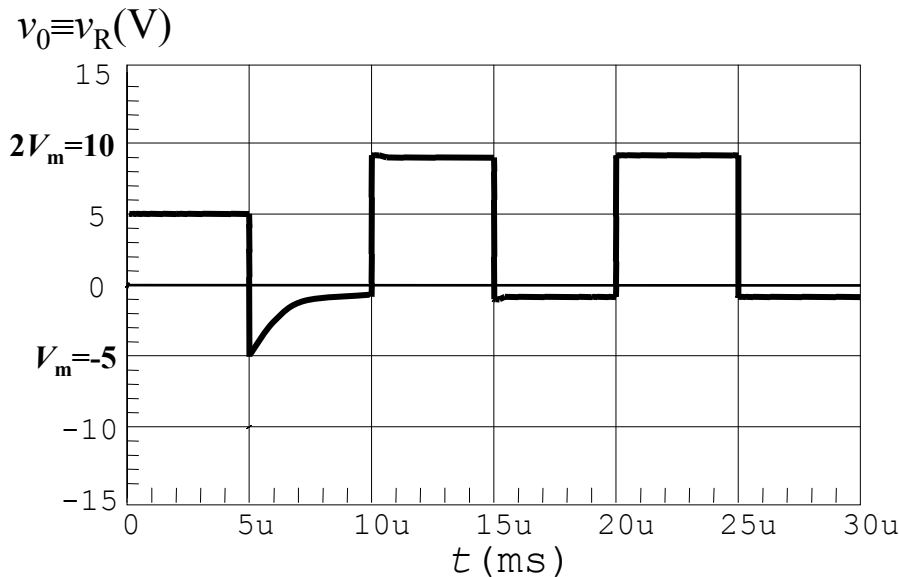
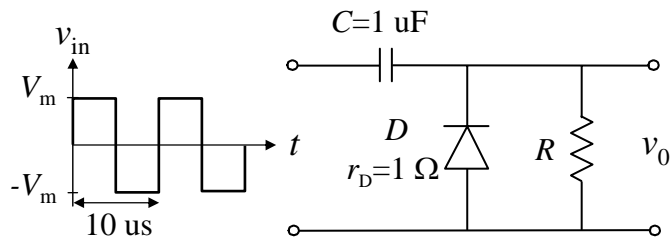
No degrau de subida (passagem de zero a 10 V), a tensão aos terminais da bobine sobe imediatamente de zero para 10 V, isto é, $v_0 = v_L = 10 \text{ V}$. Como a largura do pulso é igual a 10 μs e cinco constantes de tempo correspondem a 10 μs , a bobine irá “carregar” completamente, isto é, ao fim de 10 μs $v_L = 0 \text{ V}$ (a bobine carrega exponencialmente). A saída decai exponencialmente para zero, isto é, no fim do pulso $v_0 = 0 \text{ V}$.

Segue-se de imediato o degrau de descida. A tensão de saída, $v_0 (= v_L)$, desce imediatamente de zero para -10 V (devido à transição de v_{in} de 10 V para 0 V). A bobine descarrega agora de -10 V para 0 V.

A corrente na resistência no início do degrau é igual a zero (recordar que a bobine opõem-se a variações instantâneas de corrente). A corrente aumenta exponencialmente até atingir o valor $i_R = 10 \text{ V} / 10 \text{ k}\Omega = 1 \text{ mA}$.

A corrente na resistência no fim do degrau é igual a 1 mA (recordar que a bobine opõem-se a variações instantâneas de corrente). A corrente diminui exponencialmente até zero.

6. Considere o circuito com um diódo real (ver figura). Assumindo que a constante de tempo $R_L C$ é muito maior que o período da onda de entrada, esboce a tensão v_0 . Justifique. Desenhar o circuito e as formas de onda na folha de respostas!



Funcionamento do circuito:

Quando a tensão de entrada passa de zero a $+V_m$ a tensão no cátodo do diódo sobe de zero para $+V_m$, porque a tensão no condensador não pode variar instantaneamente, fazendo com que a subida de tensão na armadura esquerda ocorra também na armadura direita. Assim, estando a armadura direita ao potencial $+V_m$, o diódo não conduz e a tensão na saída é igual à tensão de entrada. Quando a tensão v_{in} decresce de $+V_m$ para $-V_m$, pelas razões já expostas, a tensão no cátodo do diódo passa para $-V_m$. Agora, o diódo está polarizado directamente e, se $-V_m$ for inferior a $-V_D$, o diódo entra em condução, permitindo que o condensador carregue com a constante de tempo $\tau=r_D C=1 \mu s$ (onde r_D representa a resistência do diódo em condução). A tensão no condensador será $V_C=V_m-V_D$, em que a armadura da direita está a um potencial superior à da esquerda, igual a $-V_D$ (o potencial na armadura da esquerda é $-V_m$). Quando o sinal de entrada, passa de $-V_m$ para $+V_m$, o potencial na armadura da esquerda sobe $2V_m$ e, como a ddp aos terminais do condensador não pode variar instantaneamente, a tensão na armadura da direita sobe de $-V_D$ para $2V_m-V_D$, o que polariza inversamente o diódo. A tensão de saída mantém-se igual a $2V_m-V_D$ até que a tensão de entrada comute novamente para $-V_m$, o que faz com a tensão no cátodo do diódo desça para $-V_D$. ($=2V_m-V_D-2V_m$), mantendo-se em $-V_D$, até que a tensão de entrada comute novamente e assim sucessivamente (ver figura).

(<http://w3.uaig.pt/~jlongras/ie.html>)

1ª Pergunta

- | | | |
|--------|--|---|
| (i) | Um condensador ideal, em corrente contínua comporta-se como um aberto. | V |
| (ii) | A ponte de Wheatstone pode ser usada para determinar o valor de resistências. | V |
| (iii) | Um filtro RC passa-banda é um bom integrador a baixa frequência. | F |
| (iv) | A frequência de ressonância de um circuito RLC série corresponde à situação em que $Z_C + Z_L = 0$. | V |
| (v) | Os díodos são componentes baseados em materiais bons condutores. | F |
| (vi) | À temperatura de 20 °C, um díodo percorrido por uma corrente de 1 mA apresenta uma resistência diferencial de cerca de 50 Ω. | V |
| (vii) | A tensão aos terminais de um de díodo polarizado inversamente é determinada pelos outros elementos dos circuitos. | V |
| (viii) | A rectificação de onda completa é energeticamente mais vantajosa do que a rectificação de onda meia onda. | V |
| (ix) | É possível usando apenas díodos e bobines obter tensões contínuas muito elevadas. | F |
| (x) | Para regular uma tensão contínua de 3 V deve ser usado um díodo zener com tensão de ruptura de 3 V. | F |

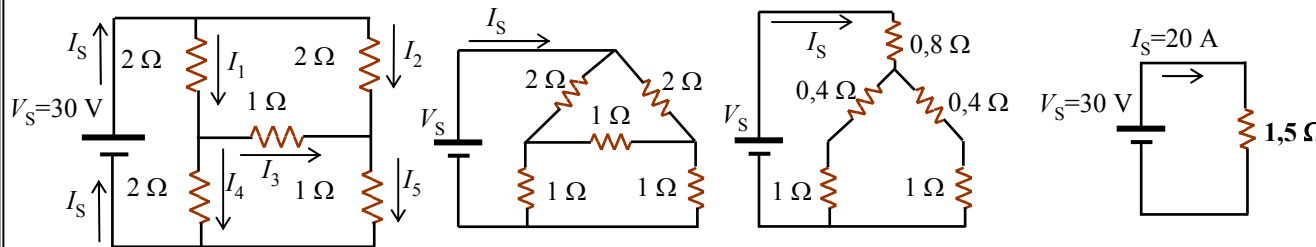
- | | | |
|--------|--|---|
| (i) | Uma bobine ideal, em corrente contínua comporta-se como um aberto. | F |
| (ii) | A ponte de Wheatstone pode ser usada para determinar o valor de uma impedância. | V |
| (iii) | Um filtro RC passa-banda é um bom diferenciador a baixa frequência. | F |
| (iv) | A frequência de ressonância de um circuito RLC paralelo corresponde à situação em que $Z_C + Z_L = 0$. | V |
| (v) | Os díodos são componentes baseados em materiais isoladores. | F |
| (vi) | À temperatura de 20 °C, um díodo percorrido por uma corrente de 50 mA apresenta uma resistência diferencial de cerca de 1 Ω. | V |
| (vii) | A tensão aos terminais de um de díodo polarizado directamente é determinada pelos outros elementos dos circuitos. | F |
| (viii) | A rectificação de meia onda é energeticamente mais vantajosa do que a rectificação de onda completa. | F |
| (ix) | É possível usando apenas díodos e resistências obter tensões contínuas muito elevadas. | F |
| (x) | Para regular uma tensão contínua de 30 V devem ser usados díodos normais polarizados inversamente. | F |

2. Determine a potência dissipada no circuito / Determine a potência fornecida pela fonte ao circuito. (3 valores)

Sol: Como o circuito alimentado pela fonte de tensão independente V_S é puramente resistivo, a potência dissipada nas cinco resistências é igual à potência fornecida pela fonte ao circuito.

As resistências $R_1, R_2,$ e $R_3,$ formam um triângulo. A rede de resistências pode ser simplificada usando as equações da transformação triângulo estrela (relações de Kennelly).

Segue-se a resolução da frequência **b** (para a freq. **a**, ver a resolução nas notas das aulas teóricas).



A potência fornecida pela fonte V_S ao circuito é dada pelo produto da tensão aos terminais da fonte e da intensidade de corrente I_S debitada pela fonte: $P_S = V_S I_S$.

No caso da frequência **b**, e tendo em conta o exposto acima, a potência dissipada no circuito é igual à potência fornecida pela fonte: $P_S = V_S I_S = 30 \text{ V} \times 20 \text{ A} = 600 \text{ W}$ ou $P_S = V_S^2 / R_{Eq} = 600 \text{ W}$.

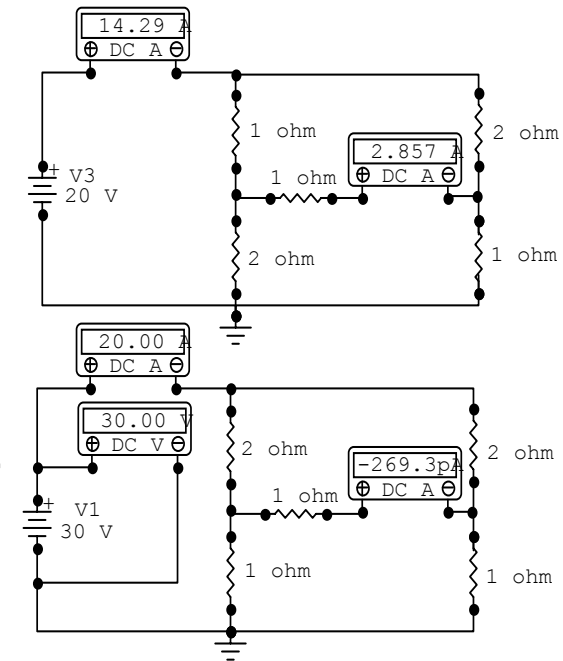
No caso da frequência **a**, e tendo em conta o exposto acima, a potência dissipada no circuito é igual à potência fornecida pela fonte: $P_S = V_S I_S = 20 \text{ V} \times 14,29 \text{ A} = 285,8 \text{ W}$ ou $P_S = V_S^2 / R_{Eq} = 20^2 / 1,4 = 285,8 \text{ W}$.

Resolução alternativa do circuito da frequência b

O circuito da frequência **b** é simétrico relativamente aos terminais da resistência R_3 , i.e., $R_1 = R_2$ e $R_4 = R_5$ são iguais, i.e., a corrente I_S ao “chegar” ao nodo “vê” dois caminhos exactamente iguais, e, portanto, $I_1 = I_2 = I_S / 2$; do mesmo modo $I_4 = I_5 = I_S / 2$. Do exposto resulta que $I_3 = 0$. Assim, o circuito pode ser visto como o paralelo de dois divisores de tensão, $R_1 + R_4$ e $R_2 + R_5$. A resistência equivalente ao circuito resistivo é, então,

$$R_{Eq} = (R_1 + R_4) // (R_2 + R_5) = 3 \Omega // 3 \Omega = 1,5 \Omega.$$

A corrente debitada pela fonte V_S é, portanto, $V_S / R_{Eq} = 20 \text{ A}$ e a potência dissipada é $P_S = V_S I_S = 30 \text{ V} \times 20 \text{ A} = 600 \text{ W}$ ou $P_S = V_S^2 / R_{Eq} = 600 \text{ W}$.



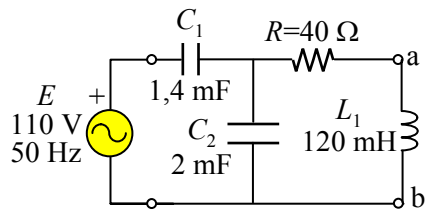
<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>

3. Calcule a corrente na bobine/resistência. (3 valores)

Sol: Os circuitos das duas frequências são idênticos, apenas diferindo nos valores dos componentes. As disposições das bobines e das resistências estão invertidas.

A forma mais simples de determinar a corrente que percorre a séria resistência + bobine, é através do teorema de Thévenin. Assim retira-se do circuito a bobine/resistência (dependendo da frequência) e determina-se o equivalente de Thévenin visto dos terminais que ficaram em aberto:

Frequência a



$$E = 110 \text{ V}$$

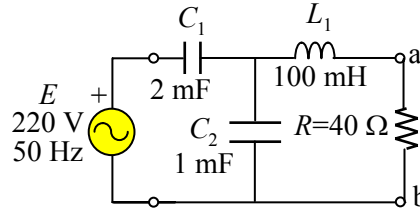
$$Z_{C1} = -j2,3 \text{ } \Omega$$

$$Z_{C2} = -j1,6 \text{ } \Omega$$

$$Z_R = 40 \text{ } \Omega$$

$$Z_{L1} = j37,7 \text{ } \Omega$$

Frequência b



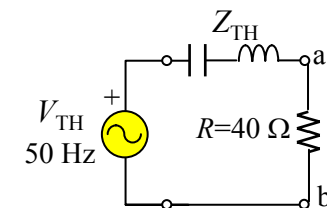
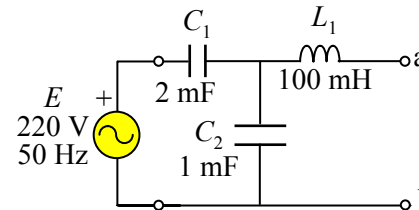
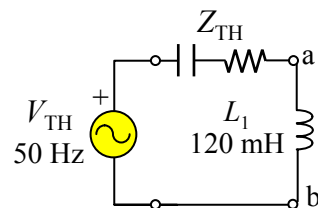
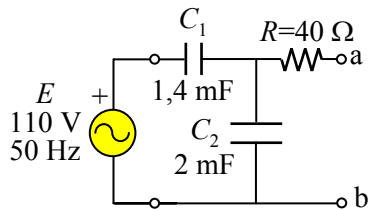
$$E = 220 \text{ V}$$

$$Z_{C1} = -j1,6 \text{ } \Omega$$

$$Z_{C2} = -j3,2 \text{ } \Omega$$

$$Z_R = 40 \text{ } \Omega$$

$$Z_{L1} = j31,4 \text{ } \Omega$$



$$V_{TH} = V_{ab} = Z_{C2} / (Z_{C1} + Z_{C2}) E = 45,3 \text{ V}$$

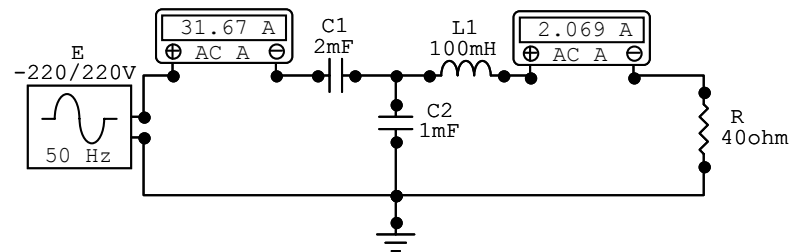
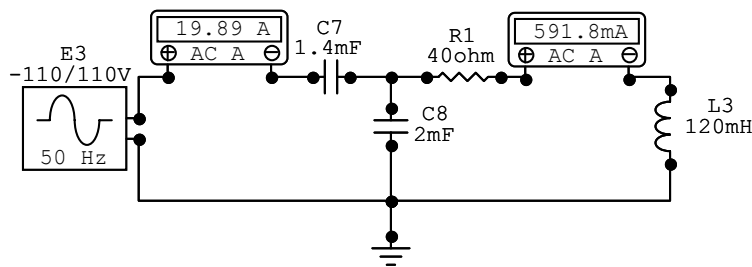
$$Z_{TH} = Z_{C1} // Z_{C1} + Z_R = 40 \text{ } \Omega - j0,94 \text{ } \Omega$$

$$I_{L1} = V_{TH} / (Z_{TH} + Z_{L1}) = 45,3 / [40 - j(37,7 - 0,94)] = 45,3 [40 - j36,8] / [40^2 + 36,8^2] = 0,61 - j0,56 \text{ A}$$

$$V_{TH} = V_{ab} = Z_{C2} / (Z_{C1} + Z_{C2}) E = 146,6 \text{ V}$$

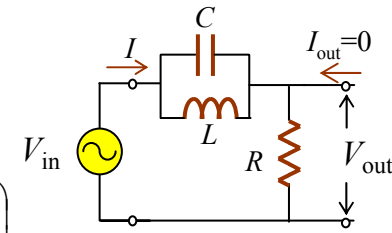
$$Z_{TH} = Z_{C1} // Z_{C1} + Z_{L1} = -j1,1 \text{ } \Omega + j31,4 \text{ } \Omega = j30,3 \text{ } \Omega$$

$$I_R = V_{TH} / (Z_{TH} + Z_R) = 146,6 / [j30,3 + 40] = 146,6 [40 - j30,3] / [40^2 + 30,3^2] = 2,3 - j1,8 \text{ A}$$



(<http://w3.uaig.pt/~jlongras/ie.html>)

4. (a) Determine o módulo da função de transferência do circuito. (b) Que função de filtragem executa este circuito? Justifique. (c) Calcule a frequência de ressonância e a largura de banda do circuito, assumindo $V_{in}=20\text{ V}$, $L=1\text{ mH}$, $R=10\ \Omega$, e $C=1\ \mu\text{F}$. (4 valores)



Sol:

$$I = \frac{V}{Z}, \quad Z = \frac{V}{I} = Z = \frac{V}{I} = |Z(\omega)|e^{j\theta} = Z_R + Z_L // Z_C = R + \frac{j\omega L}{j\omega C + \frac{1}{j\omega C}} = R + j\left(\frac{\omega L}{-\omega^2 LC + 1}\right)$$

$$|Z(\omega)| = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{R^2 + \left(\frac{\omega L}{1 - \omega^2 LC}\right)^2}, \quad X = \left(\frac{\omega L}{1 - \omega^2 LC}\right) = \infty \Rightarrow \omega^2 LC = 1 \Leftrightarrow \omega \equiv \omega_R = \frac{1}{\sqrt{LC}} \approx 31623\text{ Hz}$$

$$H(\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_R}{Z_C // Z_L + Z_R} = \frac{Z_R}{Z} = \frac{R}{R + j\left(\frac{\omega L}{1 - \omega^2 LC}\right)} = \frac{R(1 - \omega^2 LC)}{R(1 - \omega^2 LC) + j\omega L} \Rightarrow |H(\omega)| = \sqrt{\frac{R^2(1 - \omega^2 LC)^2}{R^2(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega L)^2}}$$

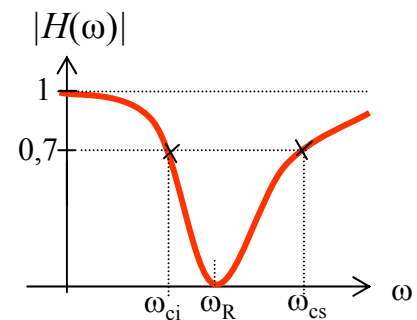
É errado escrever $|H(\omega)| = \frac{R(1 - \omega^2 LC)}{\sqrt{R^2(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega L)^2}}$. Porquê?

Da alínea a) e da análise do comportamento da bobine e do condensador a baixas e altas frequências, relativamente à frequência de ressonância, conclui-se que se trata de um circuito rejeita-banda (ver aula teórica).

$$|H(\omega \rightarrow 0)| = \sqrt{\frac{R^2(1 - \omega^2 LC)^2}{R^2(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega L)^2}} \rightarrow 1, \quad |H(\omega \rightarrow \omega_R)| = \sqrt{\frac{R^2(1 - \omega^2 LC)^2}{R^2(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega L)^2}} \rightarrow 0, \quad |H(\omega \rightarrow \infty)| = \sqrt{\frac{R^2(1 - \omega^2 LC)^2}{R^2(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega L)^2}} \rightarrow 1$$

Largura de banda

$$|H(\omega = \omega_{c,i,s})| = \sqrt{\frac{R^2(1 - \omega^2 LC)^2}{R^2(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega L)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}. \text{ A equação tem duas soluções } \omega_{cs} \text{ e } \omega_{ci}.$$



A Largura de banda é dada por $LB = \omega_{cs} - \omega_{ci}$ ou $LB = \omega_{c,s} - \omega_{c,i} = \frac{\omega_R}{Q}$

Factor de Qualidade

$$Q(\omega_R) = \frac{\text{energia armazenada}}{\text{energia dissipada}} = \frac{I^2 \cdot X_{L,C}}{I^2 \cdot R} = \frac{X_L(\omega_R)}{R} = \frac{X_C(\omega_R)}{R}$$

Largura de banda $LB=10\text{ krad/s}$ ou $1591,5\text{ Hz}$

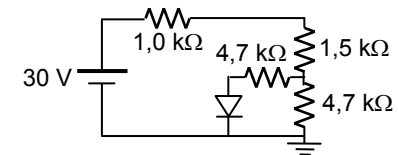
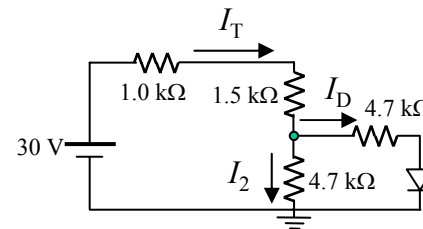
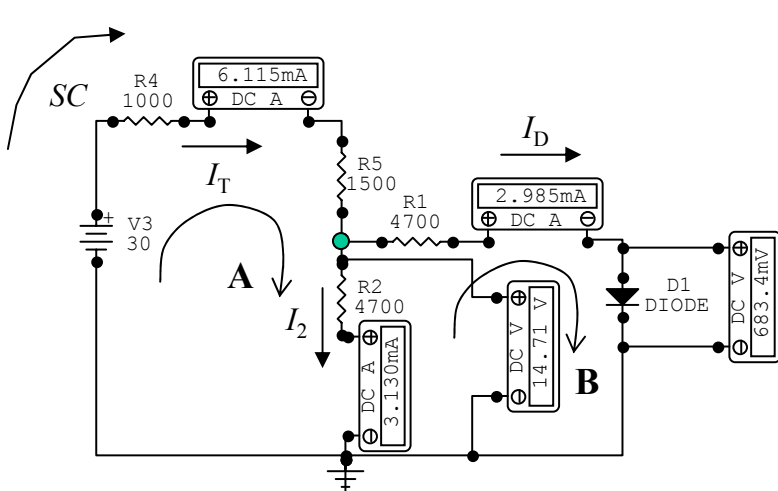
5. Calcule a tensão aos terminais do díodo. Considere $r_D=0 \Omega$. (4 valores)

Sol:

Para determinar a tensão aos terminais do díodo, é necessário calcular os valores algébricos das intensidades de corrente nos diferentes ramos.

Arbitra-se um sentido de circulação e assume-se que o díodo está em condução e, portanto, $V_D=0,7 \text{ V}$.

Aplica-se a lei das malhas e a lei dos nodos ao circuito. Existem 1 nodos e duas malhas independentes.



Lei das malhas

- malha sem díodo (A) : $30 = 2,5 I_T + 4,7 I_2$

- malha com o díodo (B) : $4,7 I_D + V_D - 4,7 I_2 = 0$

Lei dos nodos

$$I_T = I_2 + I_D$$

Simplificando obtém-se: $I_2 = I_D + 0,7/4,7$.

$$30 = 2,5 I_D + 2,5 I_2 + 4,7 I_2 = 2,5 I_D + 7,3 I_2 = 2,5 I_D + 7,3 (I_D + 0,7/4,7) = 9,8 I_D + 1,087$$

$$I_D = (30 - 1,087) / 9,8 = 2,95 \text{ mA}$$

$$I_2 = I_D + 0,7/4,7 = 3,099 \text{ mA}$$

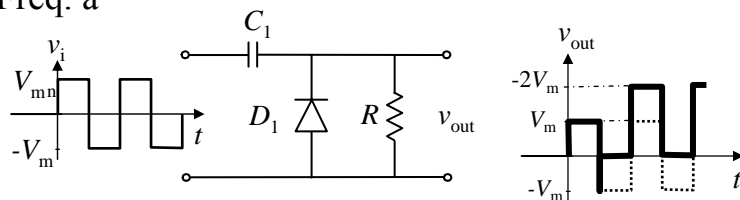
$$I_T = I_2 + I_D = 6,049 \text{ mA}$$

Como não os valores algébricos das intensidades de corrente são todos positivos, pode concluir-se que o díodo está polarizado directamente e, portanto, a tensão aos terminais do díodo é $V_D=0,7 \text{ V}$.

6. Esboce a forma do sinal aos terminais da resistência R . Considere que o condensador não descarrega pela resistência acoplada à saída e que o diódo é real (freq. a)/ideal (freq. b). (3 valores)

Sol:

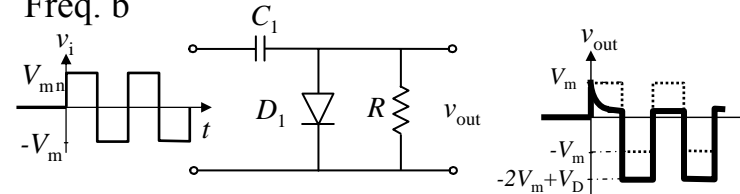
Freq. a



Funcionamento do circuito (díodo ideal):

Quando a tensão de entrada passa de zero a $+V_m$, a tensão na armadura direita do C passa também de zero para $+V_m$, porque a tensão no C não pode variar instantaneamente. Assim, a tensão no cátodo do D sobe de zero para $+V_m$, polarizando o D inversamente (o diódo não conduz) e a tensão na saída é igual a $+V_m$ (tensão de entrada). Quando a tensão v_{in} decresce de $+V_m$ para $-V_m$, a tensão na armadura da direita do C comuta de $+V_m$ para $-V_m$, porque a tensão no C não pode variar instantaneamente. Assim, o cátodo do D passa para $-V_m$. Agora, o D fica polarizado directamente e, se V_m for maior que V_D , entra em condução, permitindo que o C carregue com a constante de tempo $\tau=r_D C \ll T/2$ (onde r_D representa a resistência do diódo em condução). No caso de um diódo ideal, $\tau=r_D C=0$ e $V_D=0$. A tensão aos terminais do C passa instantaneamente de zero para $V_C=V_m-V_D$, em que a armadura da direita está ao potencial $-V_D=0$ e a da esquerda a $-V_m$. Quando o sinal de entrada, passa de $-V_m$ para $+V_m$, o potencial na armadura da esquerda do C sobe em $2V_m$ e, como a ddp aos seus terminais não pode variar instantaneamente, a tensão na armadura da direita sobe de $-V_D=0$ para $2V_m-V_D$, o que polariza inversamente o D. Agora a tensão de saída é igual a $2V_m-V_D$, até que a tensão de entrada comute novamente para $-V_m$, o que faz com a tensão no cátodo do D desça para $-V_D(=2V_m-V_D-2V_m)$, mantendo-se em $-V_D$, até que a tensão de entrada comute novamente e assim sucessivamente (ver figura).

Freq. b



Funcionamento do circuito (díodo ideal):

Quando a tensão de entrada passa de zero a $+V_m$, a tensão na armadura direita do C passa também de zero para $+V_m$, porque a tensão aos terminais do C não pode variar instantaneamente. Então, a tensão no cátodo do D sobe de zero para $+V_m$. Se V_m for maior que V_D , o D entra em condução, carregando o C com a constante de tempo $\tau=r_D C \ll T/2$ (onde r_D representa a resistência do D em condução). Uma vez em condução o D assegura que a tensão na saída é igual a $V_D=0,7$ V, enquanto o D conduzir. A tensão no condensador será $V_C=V_m-V_D$, em que a armadura da direita está a $V_D=0,7$ V e a da esquerda, que está a $+V_m$. Quando a tensão v_{in} decresce de $+V_m$ para $-V_m$, a tensão na armadura da direita sofre a mesma variação de tensão que a esquerda ($-2V_m$), passando de $+V_D$ para $-2V_m+V_D$. O diódo fica polarizado inversamente, impedindo que o condensador descarregue com a constante de tempo $\tau=r_D C \ll T/2$. O C praticamente não descarrega através da R porque $\tau=RC \gg T/2$. Quando o sinal de entrada, passa de $-V_m$ para $+V_m$, o potencial na armadura da esquerda do C sobe $2V_m$ e, como a ddp aos seus terminais não pode variar instantaneamente, a tensão na armadura da direita sobe $-2V_m+V_D$ para $+V_D$, o que polariza directamente o D. Agora a tensão de saída é igual a V_D , até que a tensão de entrada comute novamente para $-V_m$, o que faz com a tensão no cátodo do diódo desça para $-2V_m+V_D$, mantendo-se em $-2V_m+V_D$, até que a tensão de entrada comute novamente e assim sucessivamente (ver figura).

(<http://w3.uaig.pt/~jlongras/ie.html>)

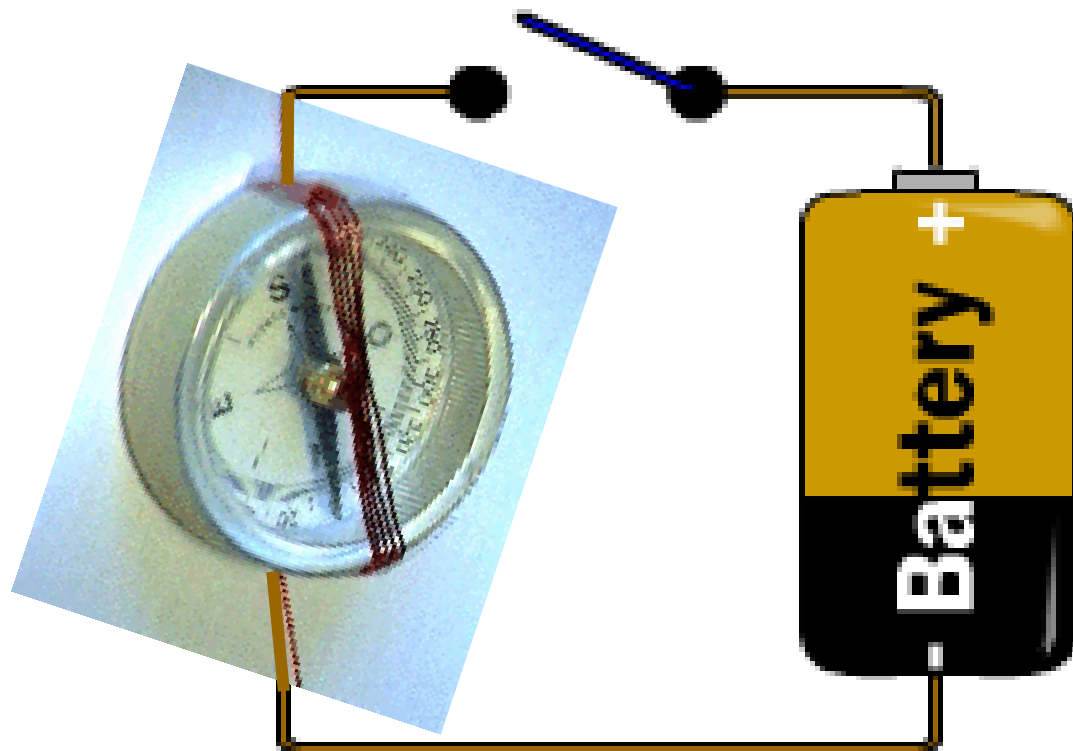
Bibliografia

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

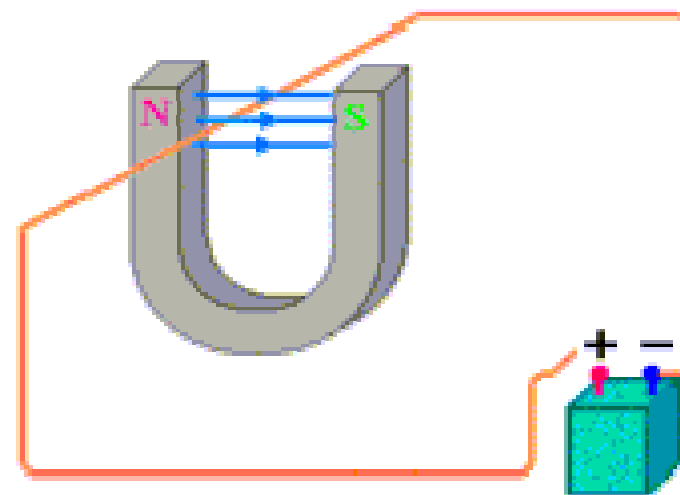
Bibliografia

- *Electrónica Analógica*, António J. G. Padilla, Editora McGraw-Hill de Portugal, 1993.
- *Electronics Fundamentals: Circuits, Devices, and Applications*, T. L. Floyd, Biblioteca cota 621.3 Flo*Ele.
- *Microelectronics Circuits*, A. S. Sedra & K. C. Smith, Saunders College Publishing, capitulos 1-4
- *Electric Circuits*, J. W. Nilsson, S. A. Riedel, Prentice-Hall International, Inc., 2000 (Biblioteca 621.3 NIL*Ele).
- *Instrumentos de Medição Eléctrica*, R. P. Torreira, Biblioteca cota 621.317 Tor*Ins
- *Análise de Circuitos em Engenharia*, W. H. Hayt et al, Biblioteca cota 621.3 Hay*Ana
- *Electricidade Básica*, M. Gussow, Biblioteca cota 621.3 Gus*Ele
- *The Art of Electronics*, P. Horowitz e W. Hill, Cambridge University Press, 1990.
- *Modern Electronic Instrumentation and Measurement Technics*, A. Helftiick e W. Cooper, Prentice-Hall, 1990.

Em 1820, Ørsted «fez umas experiências» ...

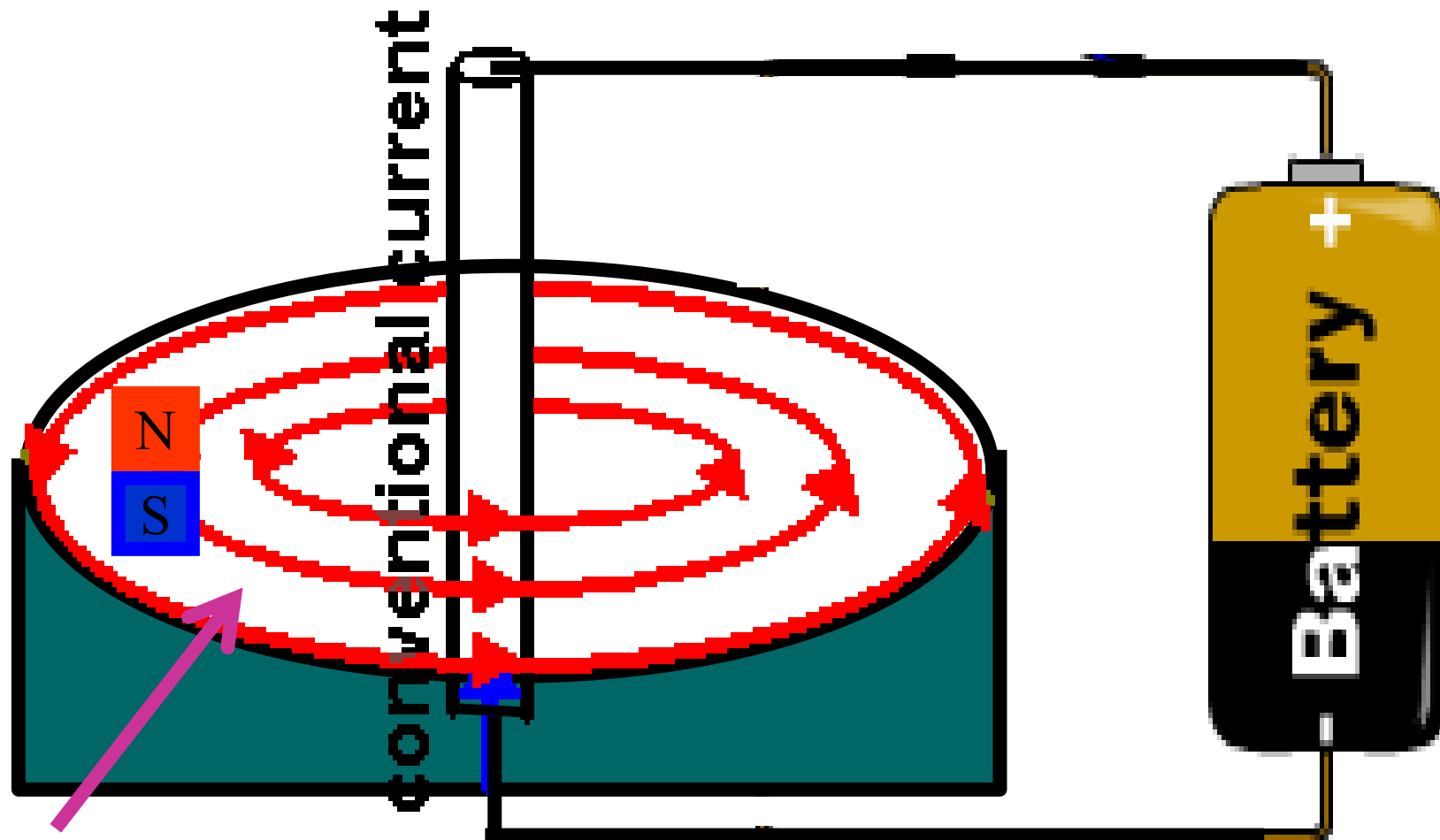


©2000 How Stuff Works



e descobriu que a electricidade cria magnetismo!

Logo a seguir, em 1921, Faraday inventou
o primeiro motor eléctrico ...

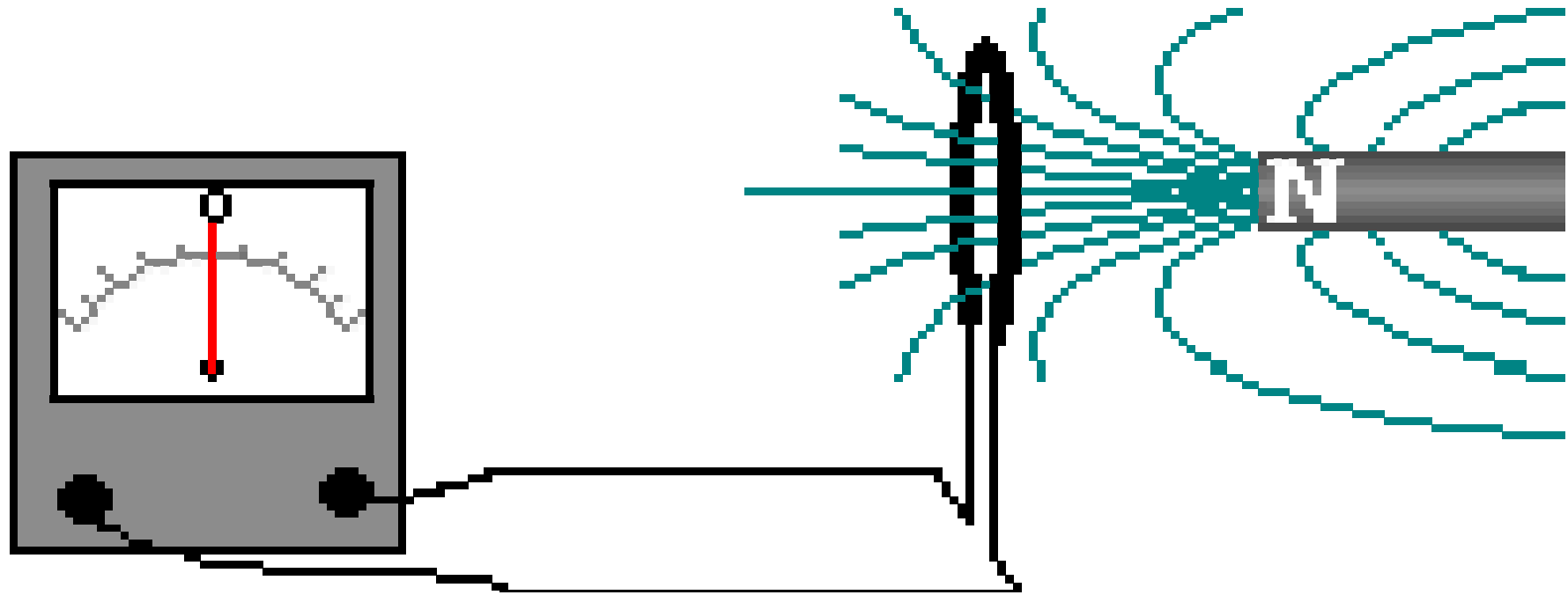


Tina com mercúrio

©2000 How Stuff Works

(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

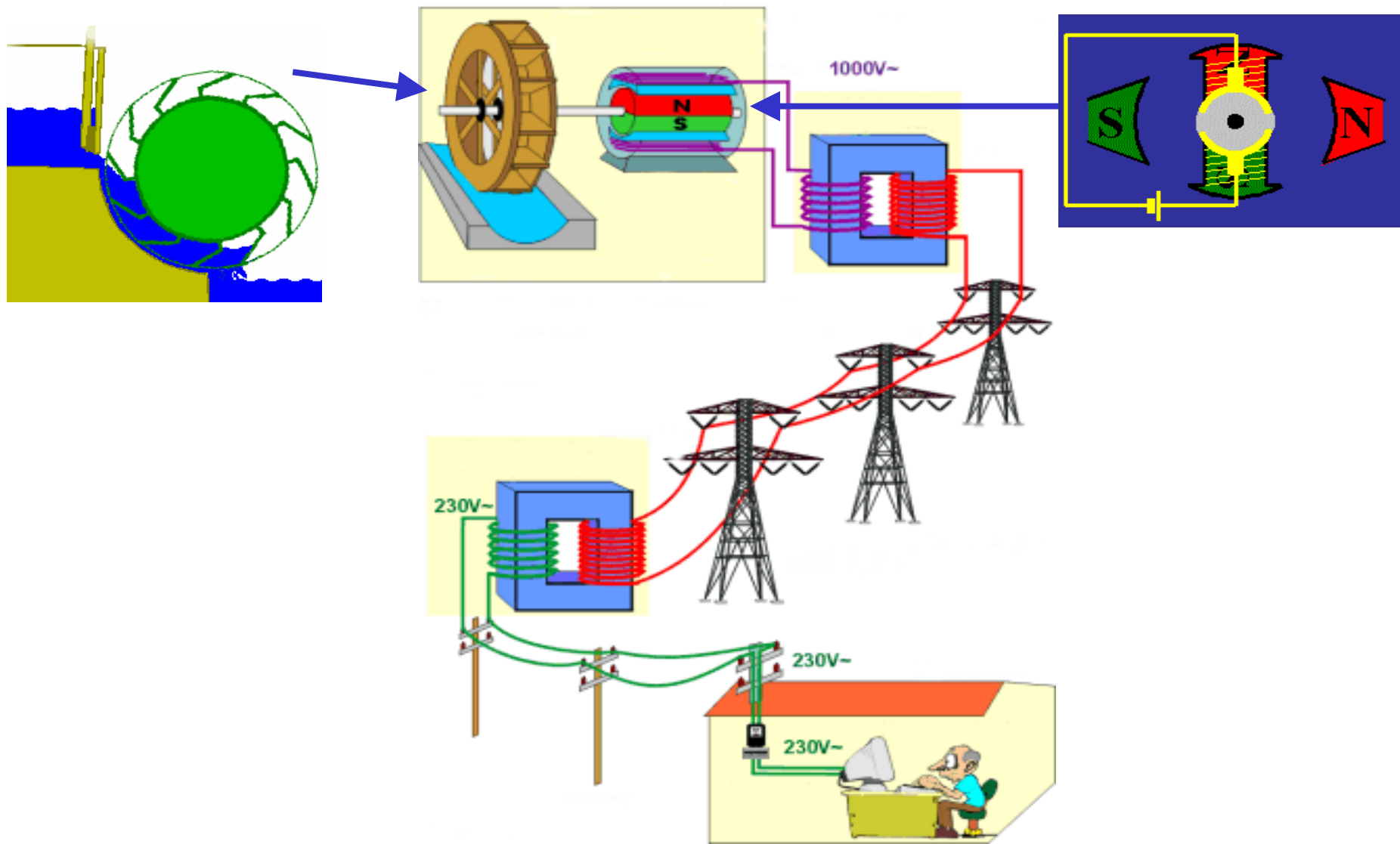
Um pouco mais tarde, em 1831, Faraday descobriu que ...



o magnetismo cria electricidade!

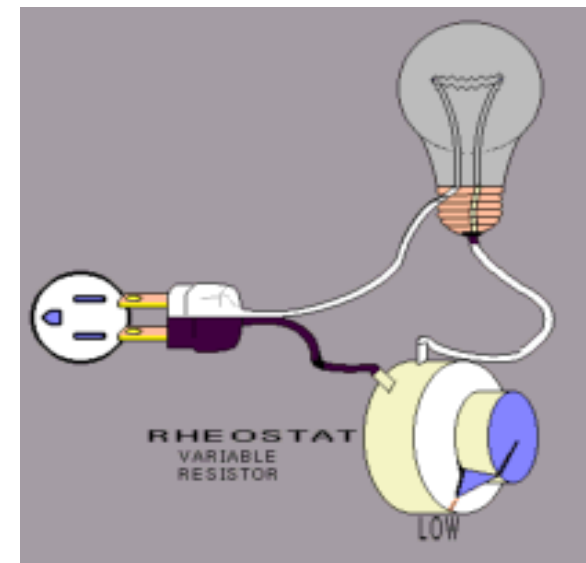
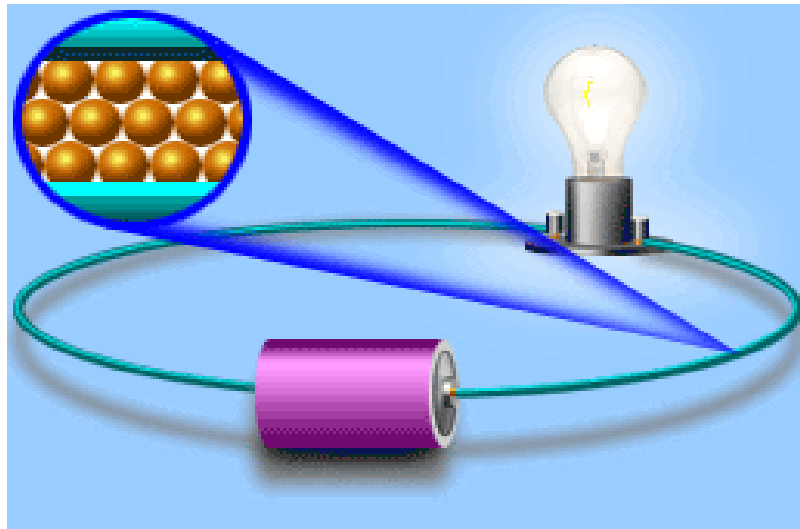
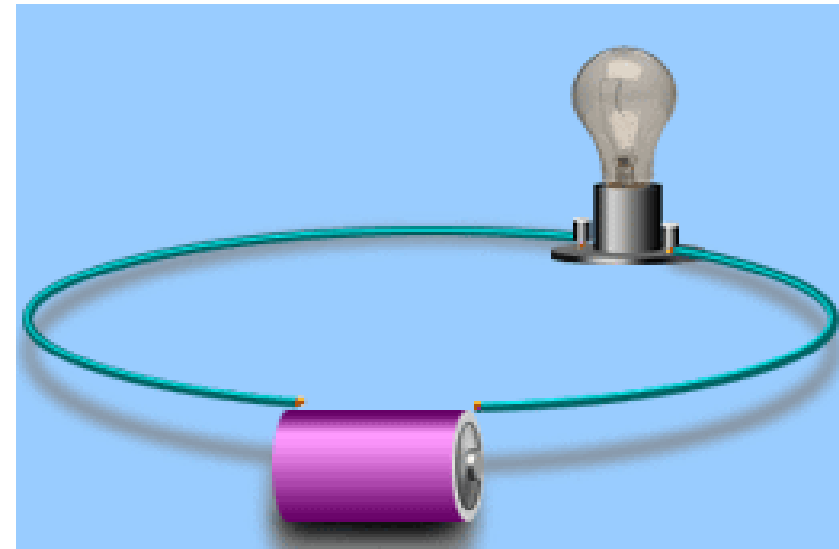
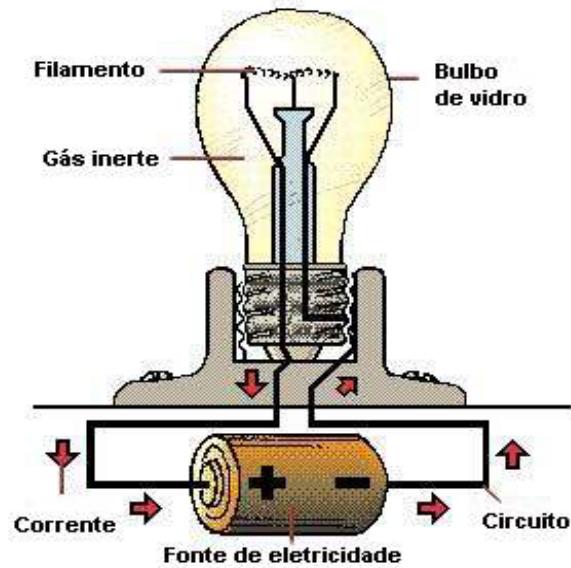
E «nasceu» o electromagnetismo

Estas descobertas deram início à produção de electricidade em «grande escala»



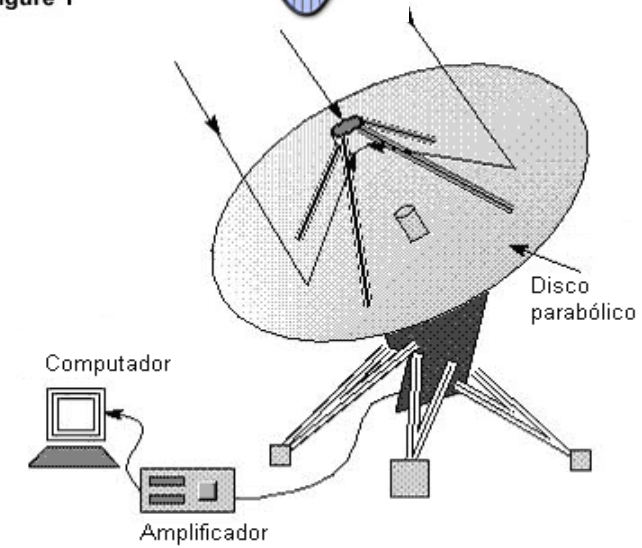
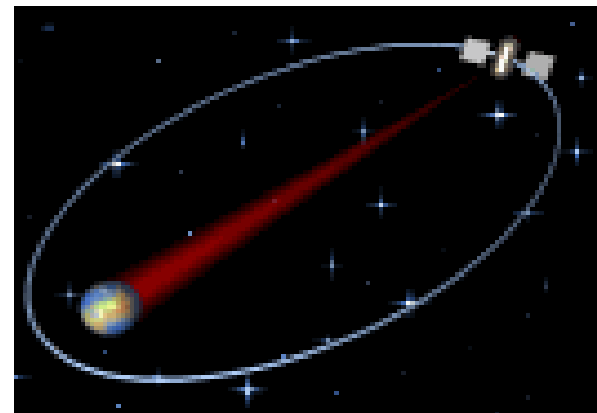
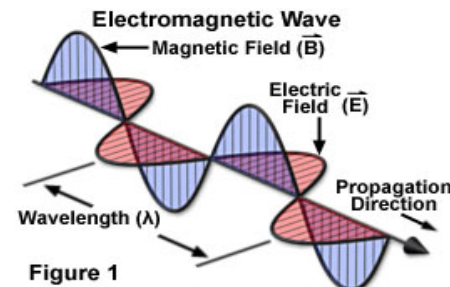
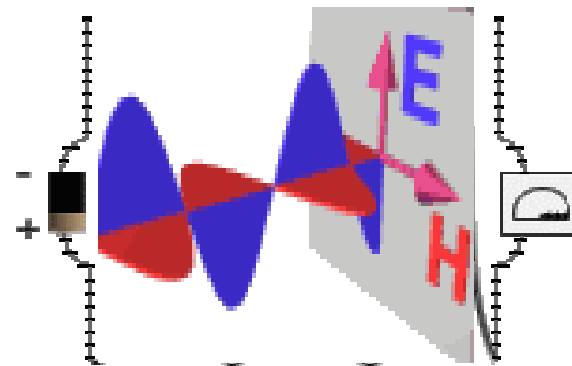
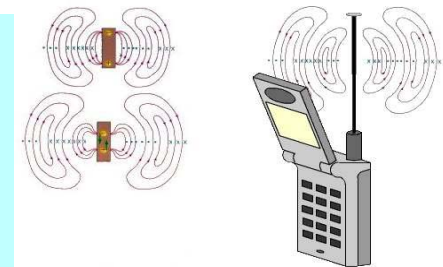
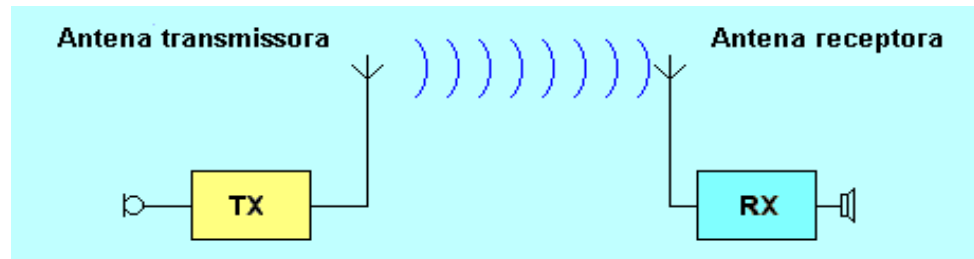
(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

à iluminação eléctrica



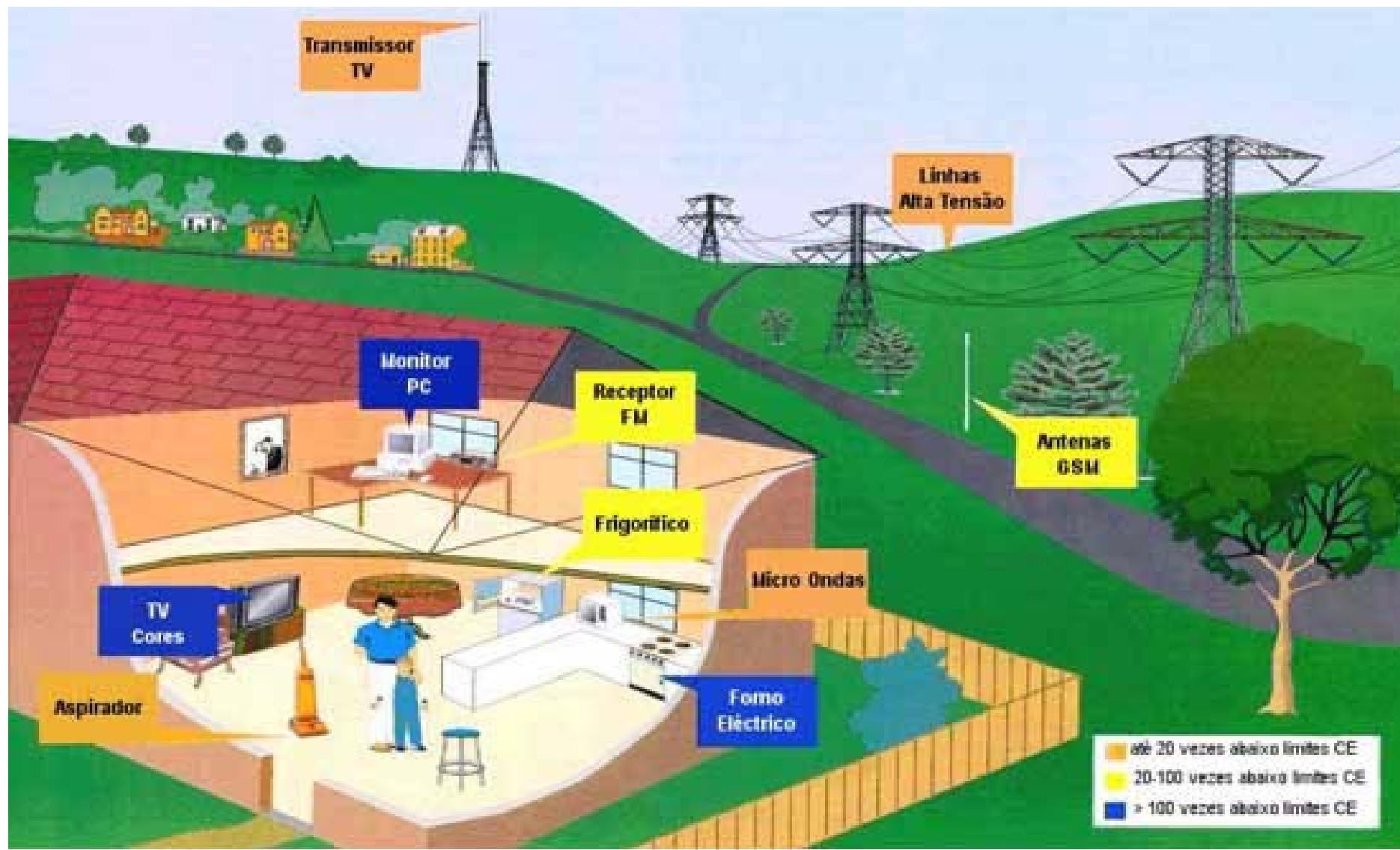
(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

às comunicações com e sem fios ... (telefone, rádio, TV, internet, ...)

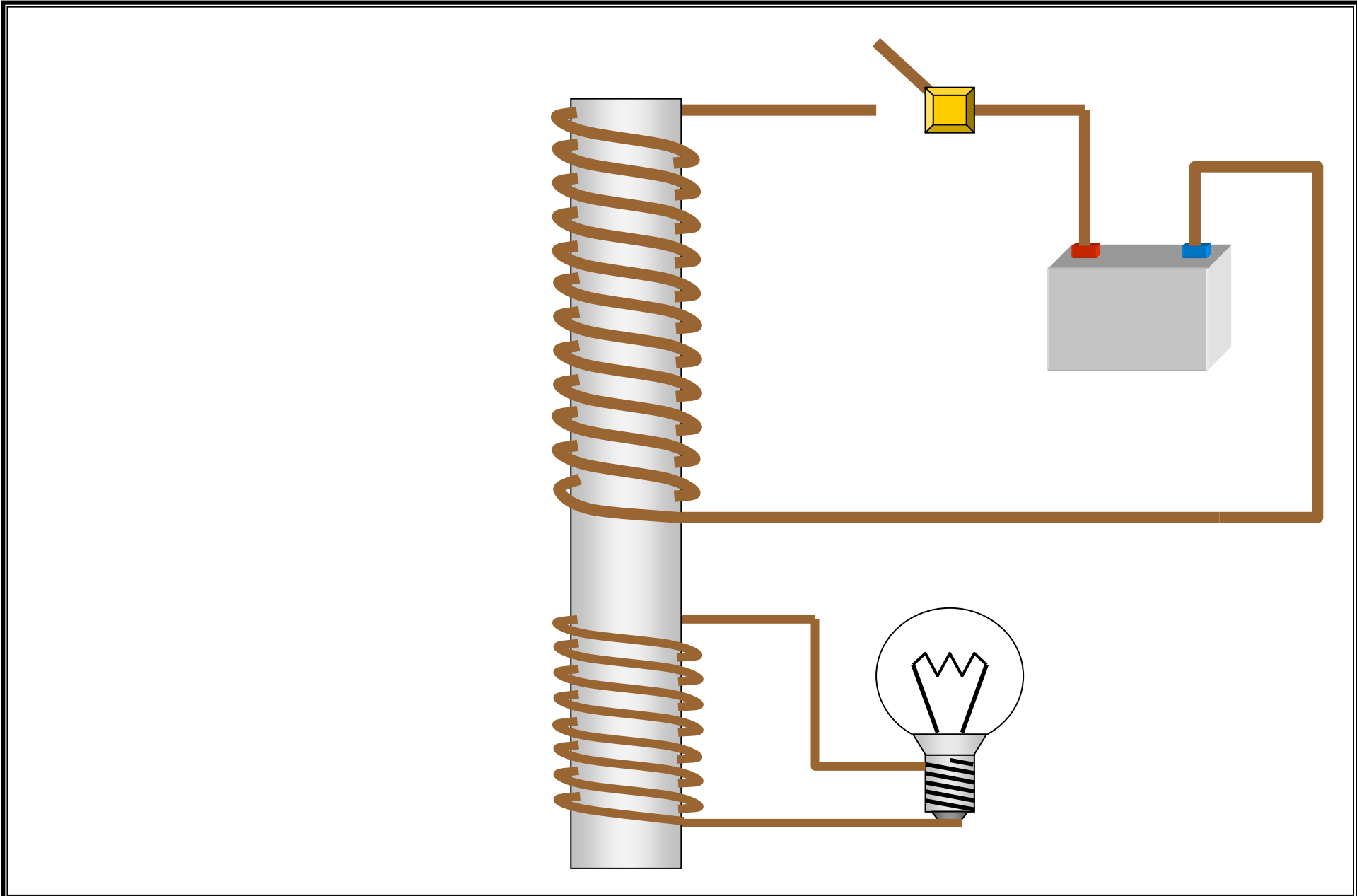


(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)

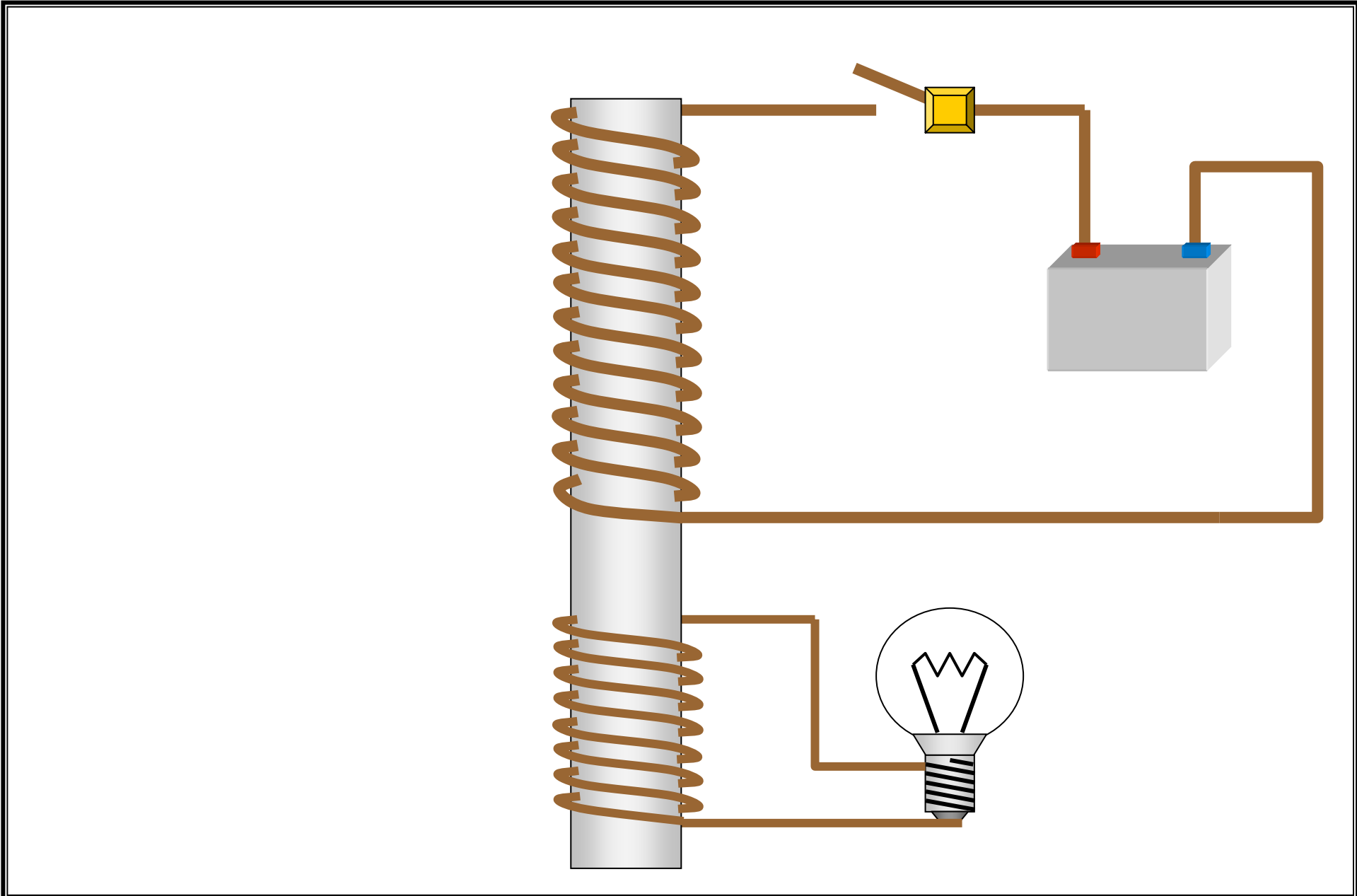
... o electromagnetismo nas nossas vidas ...



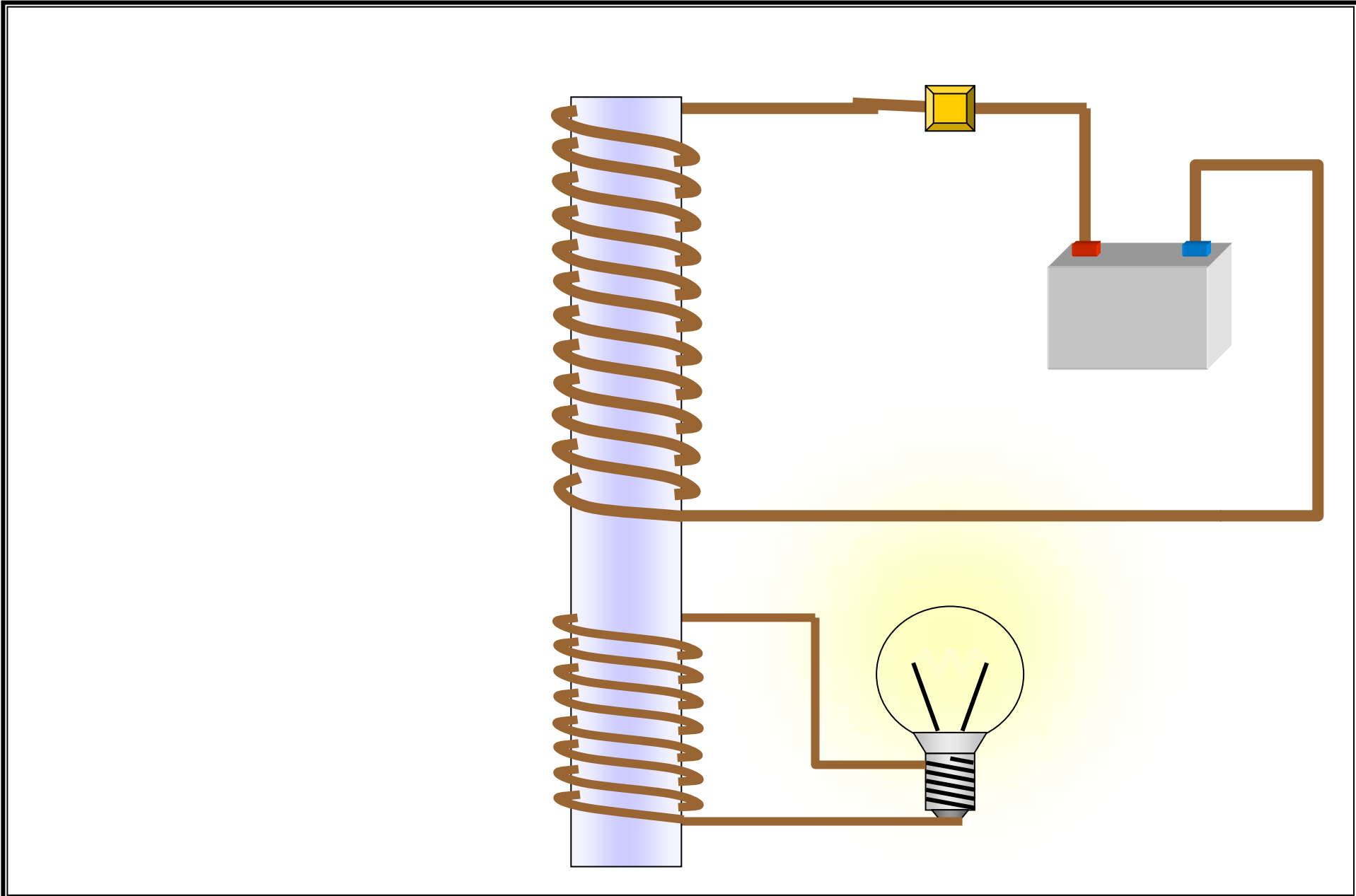
(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)



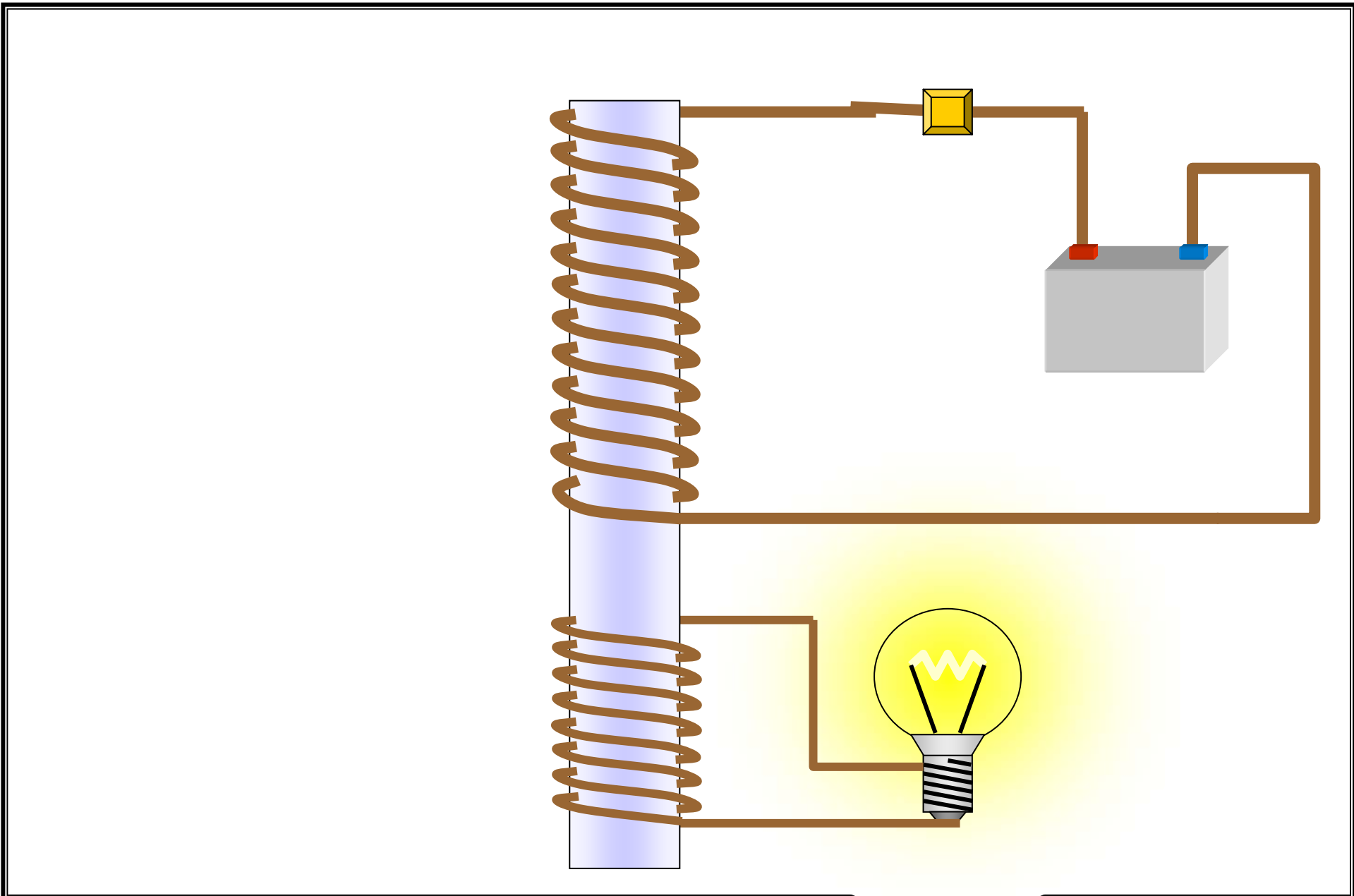
(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)



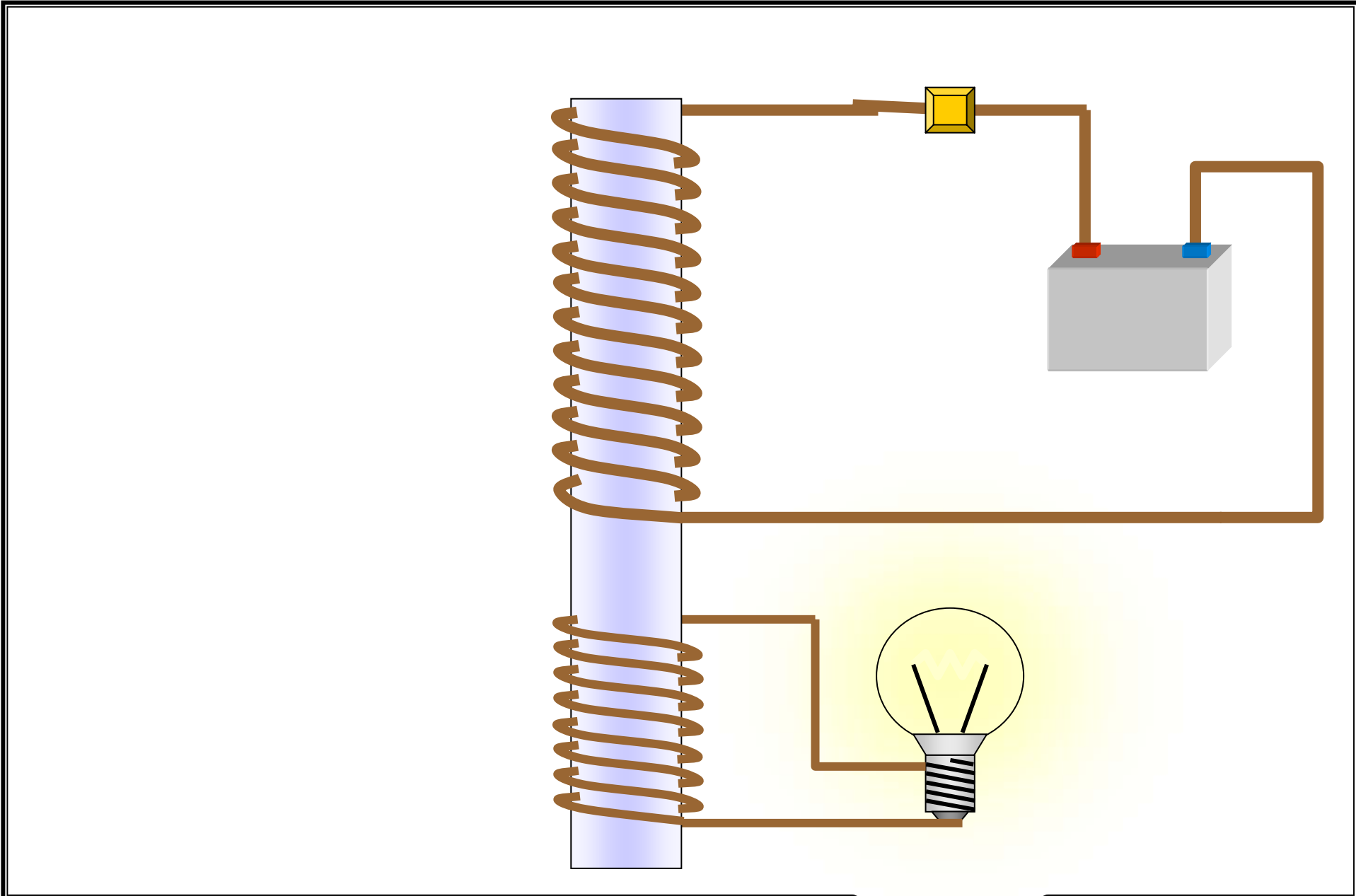
(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)



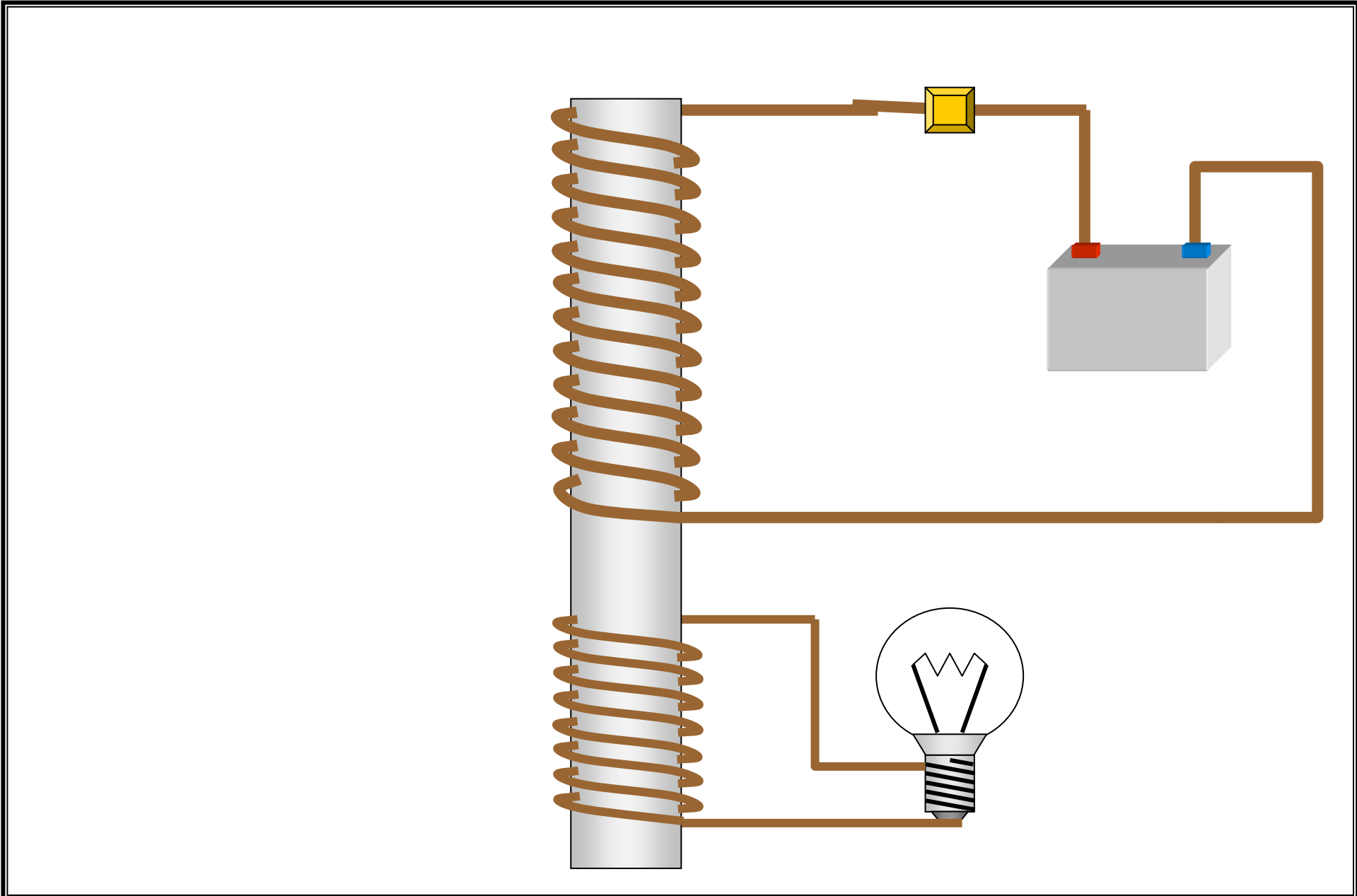
(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)



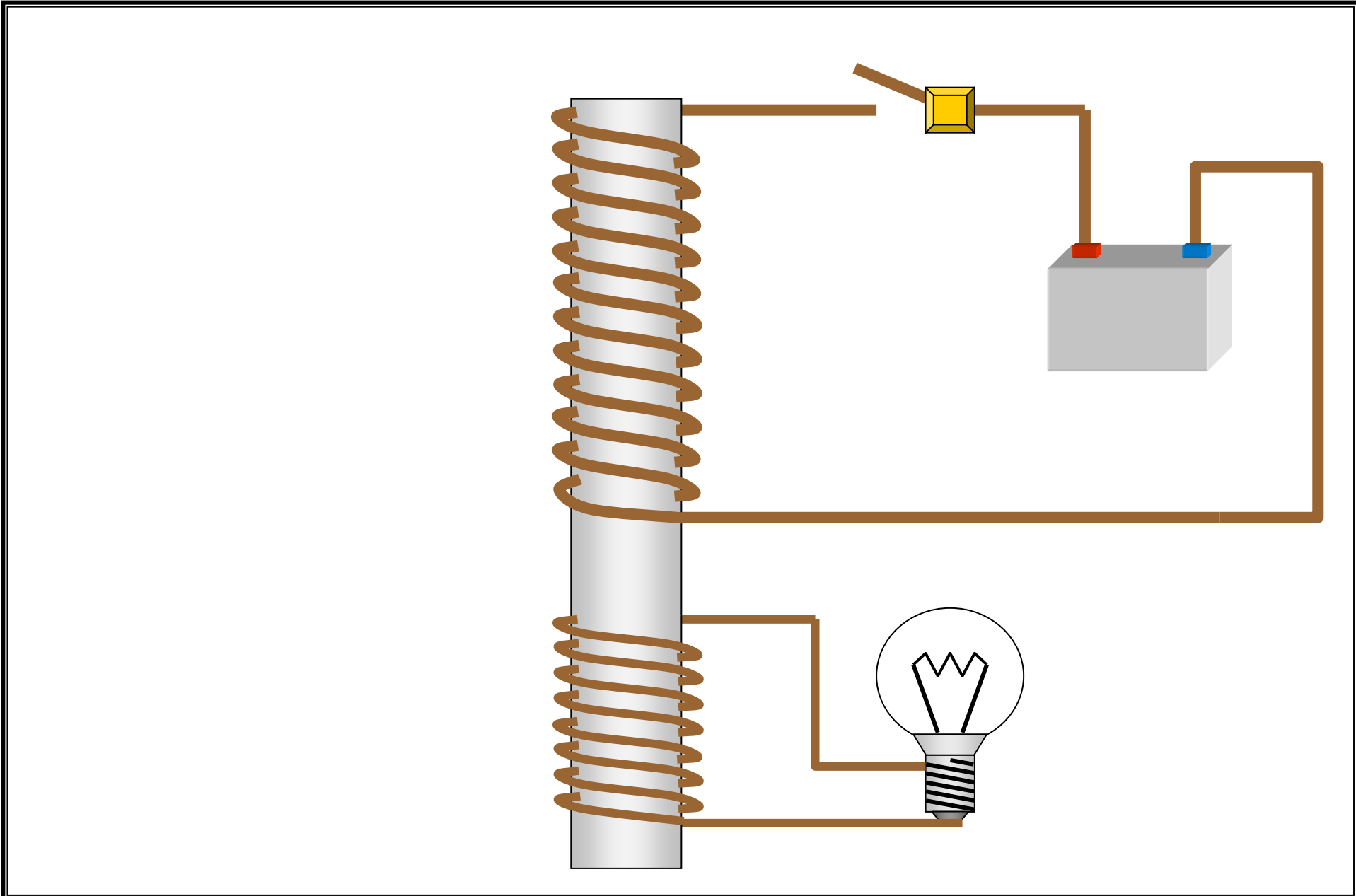
(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)



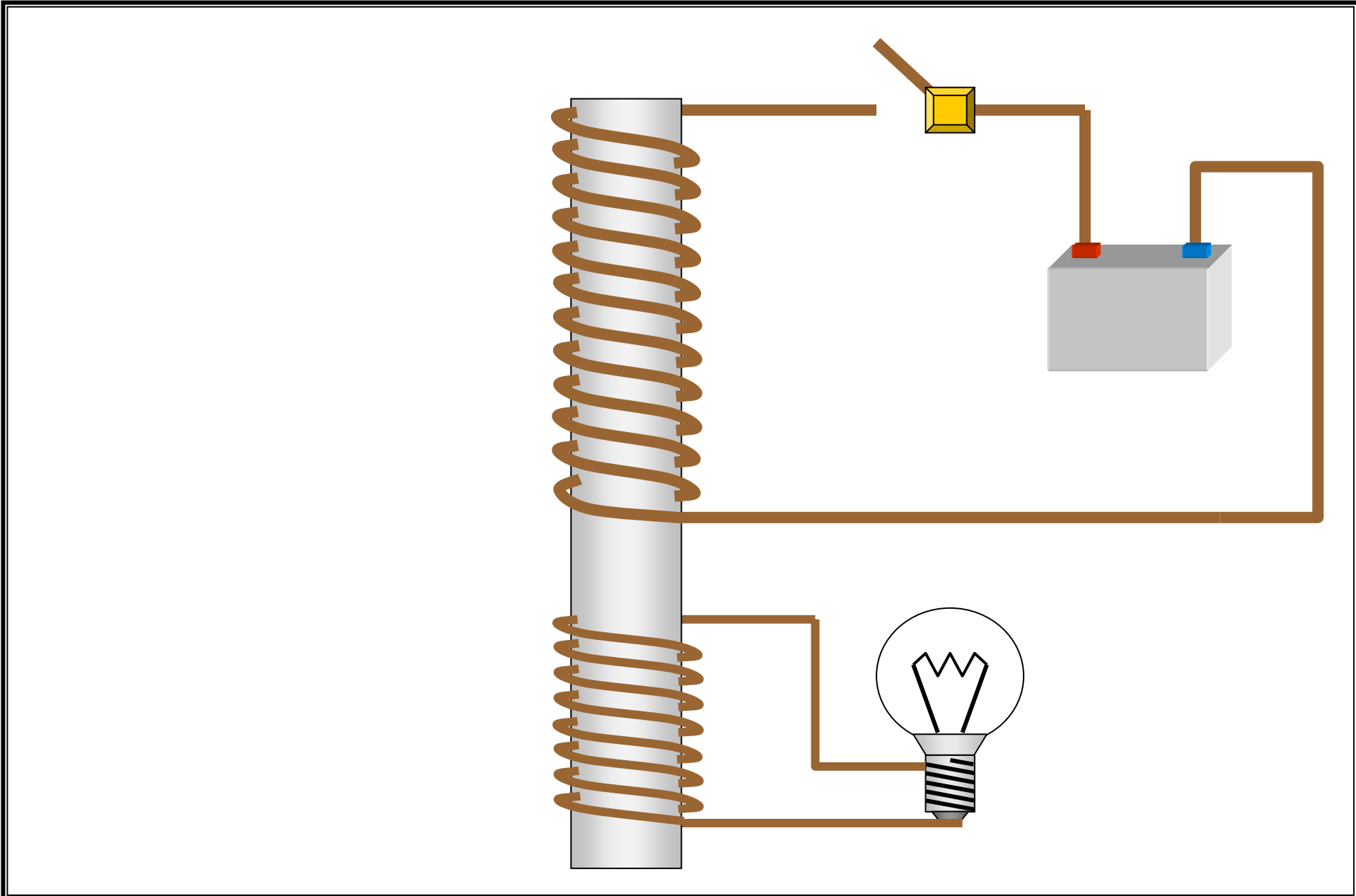
(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)



(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)



(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)



(<http://w3.ualg.pt/~jlongras/ie.html>)