



Uma junção representa uma heterogeneidade. Se os materiais de ambos os lados da junção metalúrgica forem idênticos, distinguindo-se apenas pelo tipo e/ou pelas concentrações de impurezas de substituição, as junções designam-se por *homojunções*. Uma *heterojunção* é uma junção num cristal único entre dois materiais diferentes. As junções podem classificar-se em *anisotipo* ou *isotipo*, conforme as impurezas de substituição de um e outro lado da junção forem de tipo diferente ou do mesmo tipo, respectivamente. Tal como as *homojunções*, as *heterojunções* podem ser *abruptas* ou *graduais*, dependendo do modo como se faz a transição de um para o outro lado da junção. Neste capítulo trataremos apenas as *homojunções* anisotipo, que designaremos por junções pn , e dentro destas, as *abruptas*.

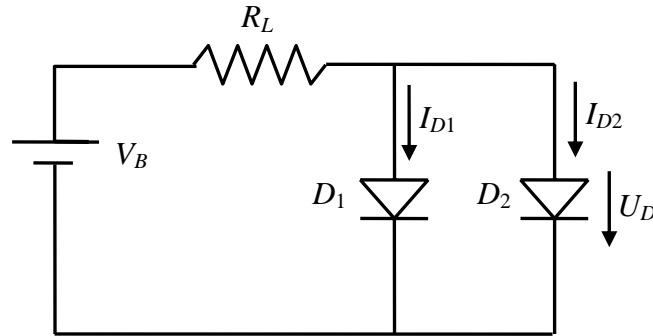
Consideramos o regime estacionário do díodo no cálculo do seu ponto de funcionamento em repouso (PFR) no circuito onde se encontra inserido (**Problemas D1 a D6**). Nas aplicações, consideramos o *rectificador de meia-onda* no regime variável de grandes sinais (**Problema D3**). Consideramos o regime variável alternado sinusoidal de pequenos sinais em torno do PFR (**Problemas D2, D3, D4**). Estudamos a influência da temperatura (**Problema D5**) e dos parâmetros do material (**Problema D6**) nas características da junção.

Problema D1

Considerar a montagem da figura. Sendo:

$$I_{is1} = 10 \mu\text{A} \quad I_{is2} = 40 \mu\text{A} \quad \eta = 1$$

$$R_L = 2 \text{ k}\Omega \quad V_B = 5 \text{ V}$$



calcular o ponto de funcionamento em repouso dos dois díodos assim como as potências postas em jogo nos mesmos.

Resolução

Os díodos estão polarizados directamente. Admitindo que $U_D \gg U_T$ (hipótese a confirmar) tem-se:

$$I_{D1} = I_{is1} \left(e^{\frac{U_D}{U_T}} - 1 \right) \cong I_{is1} e^{\frac{U_D}{U_T}} \quad (1)$$

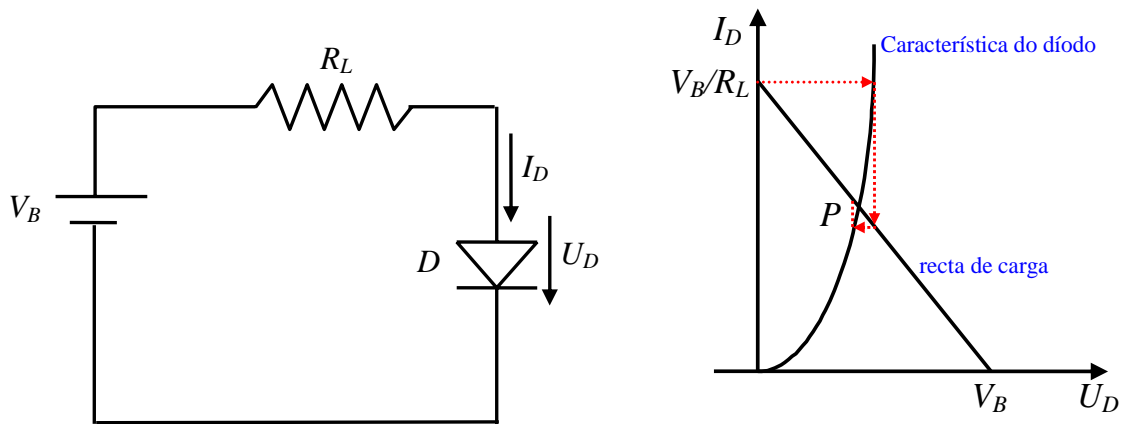
$$I_{D2} = I_{is2} \left(e^{\frac{U_D}{U_T}} - 1 \right) \cong I_{is2} e^{\frac{U_D}{U_T}} \quad (2)$$

$$I_D = I_{D1} + I_{D2} = (I_{is1} + I_{is2}) \left(e^{\frac{U_D}{U_T}} - 1 \right) \cong (I_{is1} + I_{is2}) e^{\frac{U_D}{U_T}} \quad (3)$$

O circuito é pois equivalente ao circuito com apenas um díodo cuja corrente inversa de saturação é a soma de I_{is1} e I_{is2} . A solução (U_D, I_D) é obtida do sistema de equações:

$$I_D = I_{is} \left(e^{\frac{U_D}{U_T}} - 1 \right) \quad (4)$$

$$V_B = U_D + R_L I_D \quad (5)$$



O problema pode ser resolvido por iterações. Desprezando U_D em face de V_B em (5), porque o díodo está directamente polarizado, obtém-se $I_D = 2,5 \text{ mA}$. Substituindo este valor de I_D em (4) obtém-se $U_D = 0,102 \text{ V}$. Entrando com este valor em (5) obtém-se o novo valor da corrente, $I_D = 2,449$, que substituído em (4) permite obter $U_D = 0,101 \text{ V}$. O processo, representado na figura anterior, é rapidamente convergente, obtendo-se como solução $I_D = 2,449 \text{ mA}$ e $U_D = 0,1017$. A solução confirma a hipótese atrás considerada uma vez que $\exp(U_D/U_T)$ é muito maior que 1. Substituindo em (1) e em (2) obtém-se respectivamente I_{D1} e I_{D2} .

$$I_{D1} = 489,7 \text{ } \mu\text{A}$$

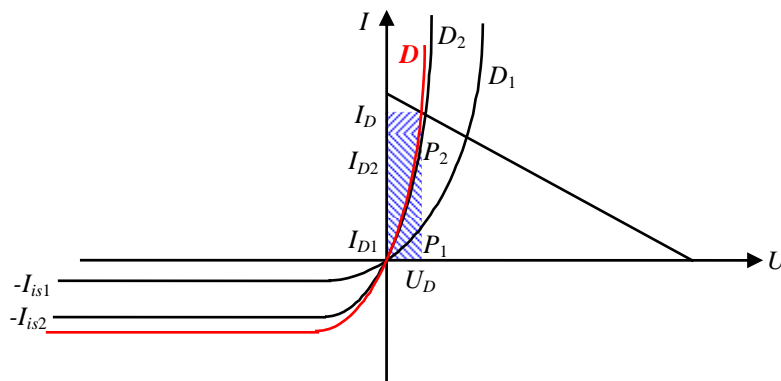
$$P_{D1} = 49,8 \text{ } \mu\text{W}$$

$$I_{D2} = 1,96 \text{ } \mu\text{A}$$

$$P_{D2} = 199,2 \text{ } \mu\text{W}$$

$$U_{D1} = U_{D2} = U_D = 101,7 \text{ mV}$$

A solução gráfica do problema está representada na figura seguinte.



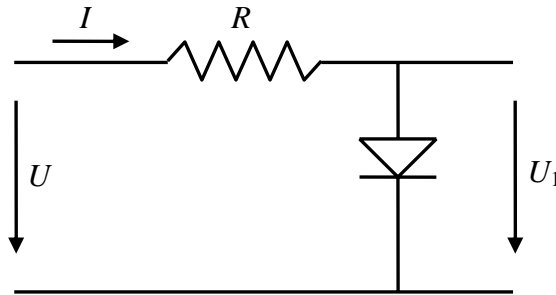
- ▨ – área correspondente à potência posta em jogo em D_1
- ▩ – área correspondente à potência posta em jogo em D_2
- P_1 – ponto de funcionamento em repouso de D_1
- P_2 – ponto de funcionamento em repouso de D_2

Problema D2

Considerar o circuito da figura com uma junção *pn* de germânio, que a 300 K apresenta uma corrente inversa de saturação de 10 μA e, para uma tensão directa $U_D = 0,2\text{ V}$, uma capacidade diferencial de difusão de 1 nF. São dados:

$$R = 100\ \Omega \qquad \tau_n = \tau_p = 1\ \mu\text{s} \qquad \eta = 1$$

$$W_G = 0,66\ \text{eV} \qquad U_T = 0,026\ \text{eV} \ (T = 300\ \text{K})$$



- Para $I = I_0 + I_M \cos \omega t$; $I_0 = 0,1\ \text{A}$; $I_M = 1\ \text{mA}$; $\omega = 2\pi f$ e $f = 50\ \text{Hz}$, calcular os valores de U e U_1 .
- Para $T = 310\ \text{K}$ calcular os novos valores de U e U_1 , admitindo que I é dado pelo valor definido em a).
- Se a frequência da componente alternada de I passasse a ser de 5 MHz, indicar, justificadamente, como se modificavam os resultados da alínea a).

Resolução

a) Para a componente contínua:

$$I_0 = 0,1\ \text{A} \Rightarrow U_R = RI_0 = 10\ \text{V}$$

$$U_1 \cong U_T \ln \frac{I_0}{I_{is}} = 0,24\ \text{V}$$

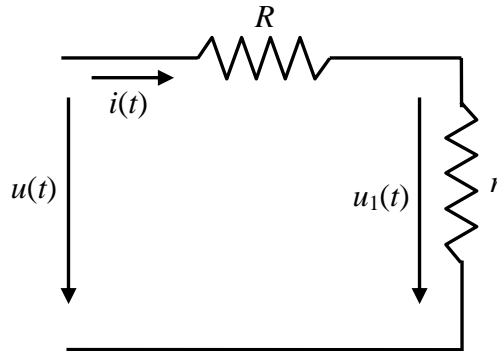
$$U = U_R + U_1 = 10,24\ \text{V}$$

Para a componente incremental:

$$g \cong \frac{I_0}{U_T} = 3,85\ \Omega^{-1} \Rightarrow r = 0,26\ \Omega$$

Para $f = 50\ \text{Hz}$ podemos desprezar os efeitos capacitivos associados à junção. Com efeito, as impedâncias associadas às capacidades equivalentes são muito elevadas comparadas

com o valor de r . O circuito equivalente para componentes incrementais está representado na figura seguinte:



$$i(t) = 1 \cos(\omega t) \text{ mA e } u(t) = i(t)(R + r) = 100,26 i(t) \cong 0,1 \cos \omega t \text{ (V)}$$

$$u_1(t) = r i(t) = 0,26 \cos \omega t \text{ (mV)}$$

A amplitude da tensão variável aos terminais da junção é muito pequena comparada com U_T , o que nos permite utilizar o modelo incremental, que consiste na linearização da característica em torno do PFR.

$$U = 10,24 + 0,1 \cos \omega t \text{ (V)} \quad \text{e} \quad U_1 = 0,24 + 0,26 \times 10^{-3} \cos \omega t \text{ (V)}$$

b)

$$\frac{I'_{is}}{I_{is}} = \frac{n_i^{2'}}{n_i^2} = \left(\frac{310}{300}\right)^3 \exp\left[\frac{W_G(310-300)}{310 \times 300 \times k}\right] \Rightarrow I'_{is} = 2,5 \times 10^{-5} \text{ (A)}$$

Para a componente contínua tem-se:

$$U_R = R I_0 = 10 \text{ (V)}$$

$$U_1 \cong \frac{kT'}{q} \ln\left(\frac{10^{-1}}{2,5 \times 10^{-5}} + 1\right) \cong 0,22 \text{ (V)}$$

$$U \cong 10,22 \text{ (V)}$$

Para a componente alternada tem-se $r = u'_T / I_0 = 0,27 \Omega$, e, portanto:

$$u(T) = (R + r) I_M \cos \omega t = 0,1 \cos \omega t \text{ (V)}$$

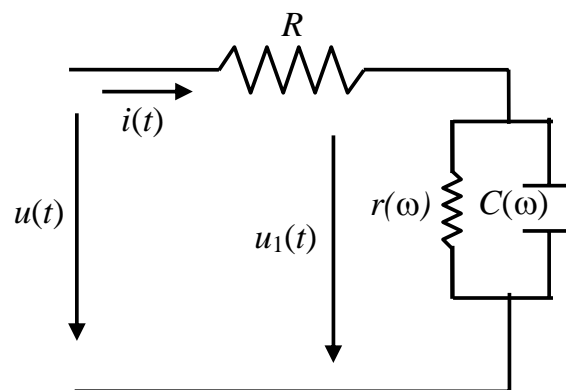
$$u_1(T) = r I_M \cos \omega t = 0,27 \times 10^{-3} \cos \omega t \text{ (V)}$$

obtendo-se assim:

$$U(t) = 10,22 + 0,1 \cos \omega t \text{ (V)}$$

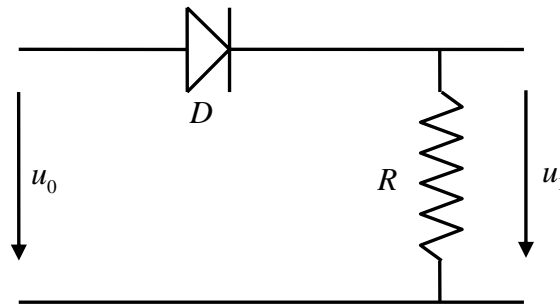
$$U_1(t) = 0,22 + 0,27 \times 10^{-3} \cos \omega t \text{ (V)}$$

c) Os resultados da alínea a) vinham alterados, dado que para esta frequência a junção deixa de ser equivalente a uma condutância do ponto de vista incremental, devendo entrar-se em linha de conta com os efeitos capacitivos. Assim as tensões $U(t)$ e $U_1(t)$ deixarão de estar em fase. No entanto para os valores em questão, sendo os tempos de vida médio das minorias comparáveis com os períodos das grandezas variáveis ($\omega\tau > 1$), não é possível representar a junção *pn* por um modelo válido para uma gama de frequências. Contudo, a junção pode ainda ser substituída por uma resistência e por uma capacidade equivalentes, ambas função da frequência, $r(\omega)$ e $C_d(\omega)$ (o que de certa forma corresponde a uma extensão do conceito de modelo). A corrente $I(t)$ está em avanço em relação à tensão $U(t)$ e esta aparece em avanço em relação a $U_1(t)$. Do ponto de vista incremental o circuito será equivalente a



Problema D3

É dado o circuito indicado na figura, contendo uma junção *pn* de germânio que se encontra a 300 K.



- a) Para $u_0 = U_M \cos \omega t$ representar graficamente a tensão $u_1(t)$, calculando os valores extremos dessa tensão para os seguintes casos:
 - a.1) $U_M = 5 \text{ mV}$, $f = 50 \text{ Hz}$
 - a.2) $U_M = 5 \text{ mV}$, $f = 5 \text{ MHz}$
 - a.3) $U_M = 5 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$
- b) Indicar como se modificavam os valores anteriores se a temperatura subisse para $T = 330 \text{ K}$.
- c) Indicar, nos gráficos da alínea a), quais as alterações que se observariam em cada caso se se invertesse a polaridade da tensão $u_0(t)$. Justificar.

Dados:

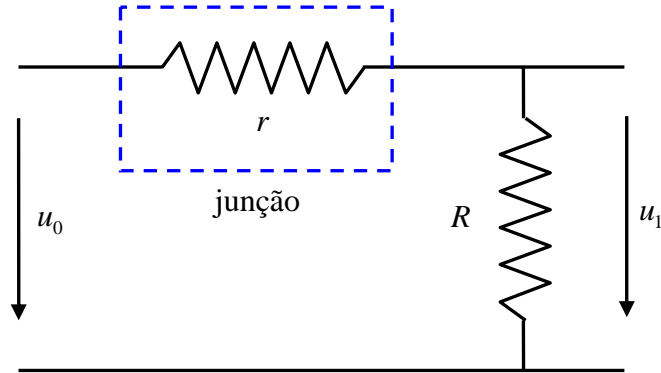
Díodo a 300 K $I_{is} = 1 \mu\text{A}$ $\eta = 1$
 $C(U = 0) = 314 \text{ pF}$
 $U_{dis} = 10 \text{ V}$
 $kT(300 \text{ K}) = 0,026 \text{ eV}$
 $W_G = 0,66 \text{ eV}$
 $R = 25 \text{ k}\Omega$

Resolução

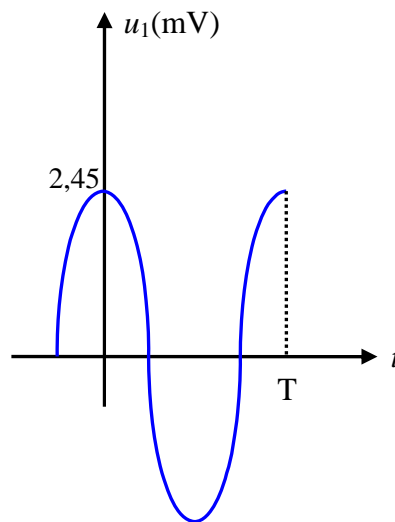
- a.1) A baixa frequência permite-nos desprezar os efeitos capacitivos associados à junção. A baixa amplitude do sinal, conduzindo a uma componente variável da tensão $u_d \ll U_T$, permite-nos linearizar a característica estacionária $I(U)$ em torno do PFR (I_D, U_D) . Nessas condições, é possível tomar-se a tangente à característica estacionária $I_D(U_D)$ no ponto que corresponde à polarização considerada (I_{DP}, U_{DP}) para representar a relação entre ΔU e ΔI . A condutância incremental ou diferencial da junção *pn* é neste caso dada pelo declive dessa recta tangente e definida como:

$$g = \left(\frac{\partial I_D}{\partial U_D} \right)_{PFR} = \frac{I_{DP} + I_{is}}{U_T} \cong \frac{I_{is}}{U_T} \Rightarrow r = \frac{1}{g} = 26 \text{ k}\Omega \text{ uma vez que } I_{DP}=0; U_{DP}=0.$$

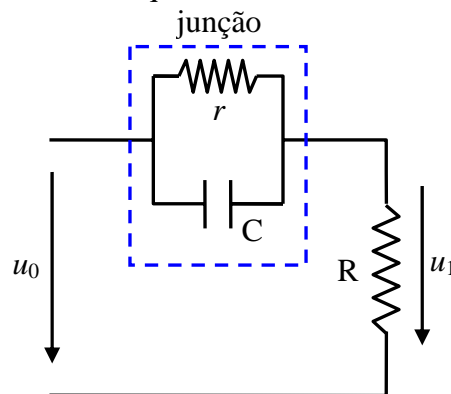
O circuito comporta-se neste caso como um divisor de tensão.



$$u_0 = U_M \cos(\omega t) \Rightarrow u_1 = u_0 \frac{R}{R+r} = 0,49 u_0 = 2,45 \cos \omega t \text{ (mV)}$$



a.2) À frequência de 5 MHz e para pequenos sinais tem que se entrar em linha de conta com os efeitos capacitivos da junção. Considerando $\omega\tau \ll 1$ (uma vez que nada é dito sobre os tempos de vida médios) o circuito equivalente será neste caso:



com $r = 26\text{ k}\Omega$; $1/(j\omega C) = -j101,4\ \Omega$ e $R = 25\text{ k}\Omega$, sendo C o paralelo constituído pelas capacidades equivalentes de transição e de difusão associadas à junção. É dado pelo valor de C na ausência de polarização (repare-se que a componente contínua de tensão é nula).

$$u_0 = i \left(\frac{r \frac{1}{j\omega C}}{r + \frac{1}{j\omega C}} + R \right) = i \left[\frac{(R + r + \omega^2 C^2 r^2 R) - j\omega C r^2}{1 + \omega^2 C^2 r^2} \right] \cong 25e^{-j0,23^\circ} \text{ (k}\Omega\text{)} \quad \text{e} \quad u_1 = Ri$$

$$|u_1| \cong |u_0|$$

$$\arg(u_1) \cong \arg(u_0) + 0,23^\circ$$

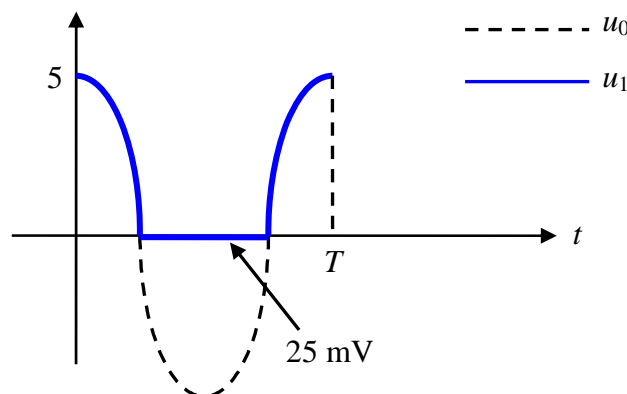
$$u_1 \cong 5 \cos(\omega t + 0,23\pi/180) \text{ (mV)}$$

Verifica-se que para a frequência em questão os efeitos capacitivos são importantes. Do ponto de vista incremental à frequência em questão, o díodo é equivalente a uma capacidade, uma vez que $r \gg 1/(\omega C)$.

a.3) As baixas frequências permitem-nos, tal como em a.1), utilizar a característica estacionária $I(U)$. No entanto o elevado valor da amplitude da componente variável inviabiliza o uso do modelo incremental. O circuito comporta-se neste caso como um *rectificador de meia onda*. Com efeito:

$$U_0(t) < 0 \Rightarrow \text{díodo polarizado inversamente} \Rightarrow I \cong -I_{is} \text{ e } U_1 \cong -RI_{is}$$

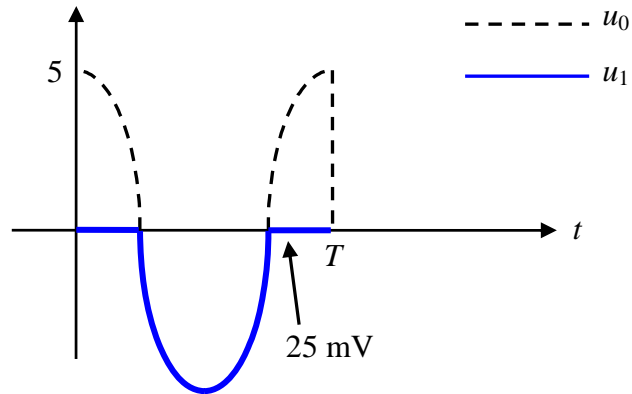
$$U_0(t) > 0 \Rightarrow \text{díodo polarizado directamente} \Rightarrow U_1 \cong U_0$$



b) Se a temperatura passar para 330 K a corrente I_{is} sobe, uma vez que $I_{is} \propto n_i^2$. Para os casos a.1) e a.2) teremos uma diminuição da resistência incremental r da junção. Para o

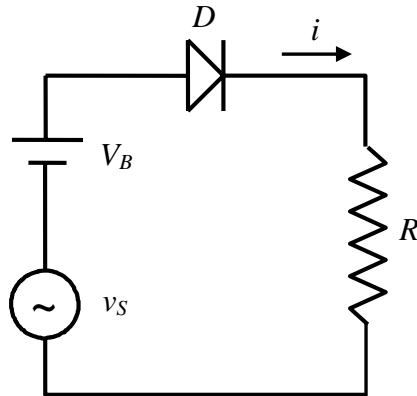
caso a.3) teremos um aumento em módulo da tensão $u_1(t)$ quando $u_0(t) < 0$. Em qualquer dos casos o efeito é desprezável.

- c) Ao invertermos a polaridade da tensão de entrada apenas se alterava o resultado de a.3), uma vez que a polarização directa (inversa) da junção em a) corresponderia à polarização inversa (directa) da junção em c).



Problema D4

Considerar o circuito da figura onde $R=1\text{ k}\Omega$ e $V_B=3\text{ V}$. A junção é de germânio com $I_s=10\text{ }\mu\text{A}$ a 300 K e $W_G=0,66\text{ eV}$.



- Calcular o ponto de funcionamento em repouso.
- Supondo $v_S = V_M \text{sen } \omega t$, com $f = 50\text{ Hz}$ e $V_M = 1\text{ V}$, marcar sobre a característica estacionária do díodo o percurso de funcionamento e traçar o andamento de $i(t)$.
- Calcular o ponto de funcionamento em repouso quando a temperatura sobe para 360 K .
- Calcular a condutância incremental do díodo para o PFR definido em a).
- Nas condições da alínea anterior, calcular o valor de V_B de modo que $g = 5\text{ mS}$.

Resolução

- Neste caso $v_S = 0$. As coordenadas do PFR são obtidas do sistema de equações:

$$V_B = U_D + RI_D$$

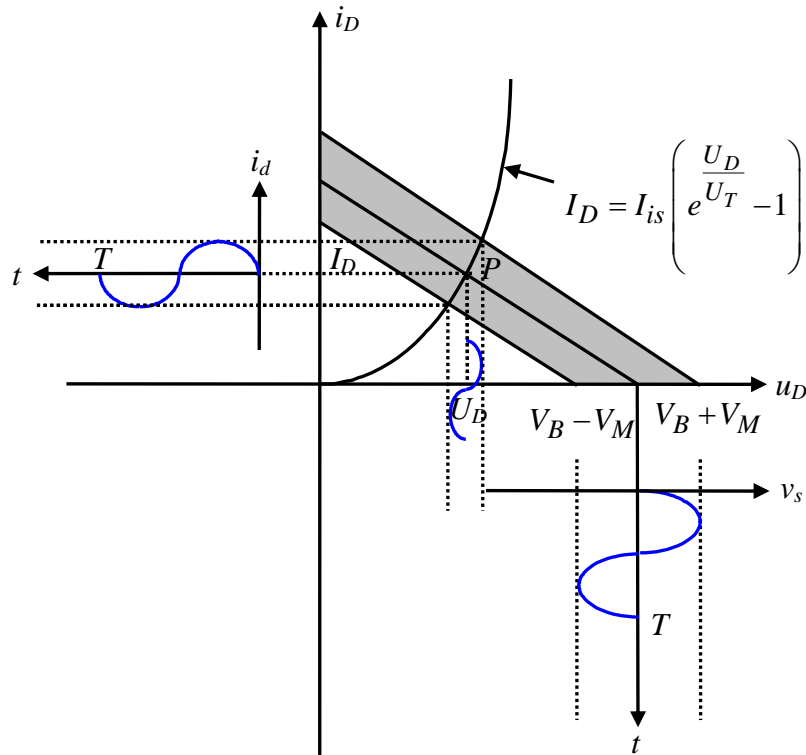
$$I_D = I_{is} \left(e^{\frac{U_D}{U_T}} - 1 \right)$$

sendo dadas por $I_D = 2,85\text{ mA}$ e $U_D = 0,147\text{ V}$.

- Admite-se um regime variável de baixa frequência de modo a utilizar-se a característica estacionária da junção e considerar o novo regime como uma sequência de estados estacionários. No que se segue usaremos como nomenclatura a seguinte: as componentes contínuas são representadas por letras e índices maiúsculos, as componentes puramente variáveis por letras e índices minúsculos e as componentes compostas por letras minúsculas e índices maiúsculos.

$$V_B + v_s(t) = u_D(t) + Ri_D(t) \Rightarrow i_D(t) = \frac{V_B + v_s(t) - u_D(t)}{R} \quad (1)$$

com $v_s(t) = V_S \sin \omega t$



Os sucessivos pontos de funcionamento correspondem ao cruzamento da característica estacionária do díodo $I_D(U_D)$ com as várias rectas de carga de declive $-1/R$ dadas por (1) e deslocam-se sobre a característica estacionária, na zona a sombreado da figura, entre as duas rectas de carga limites, cujos traços no eixo das abcissas são $V_B - V_M$ e $V_B + V_M$. O funcionamento é aproximadamente linear (a figura não está à escala!), significando isto que a componente variável da corrente é proporcional à componente variável de tensão. Assim do ponto de vista variável o díodo pode ser representado por uma resistência $r = U_T / I_D \cong 9 \Omega$, o que conduz a uma tensão $u_D(t) = U_D + u_d(t) = U_D + u_{dM} \sin(\omega t)$. Como $u_{dM} \ll U_T$, o modelo incremental (linearização) é possível.

- c) Ao subir a temperatura a corrente inversa de saturação aumenta, sendo o novo valor obtido de:

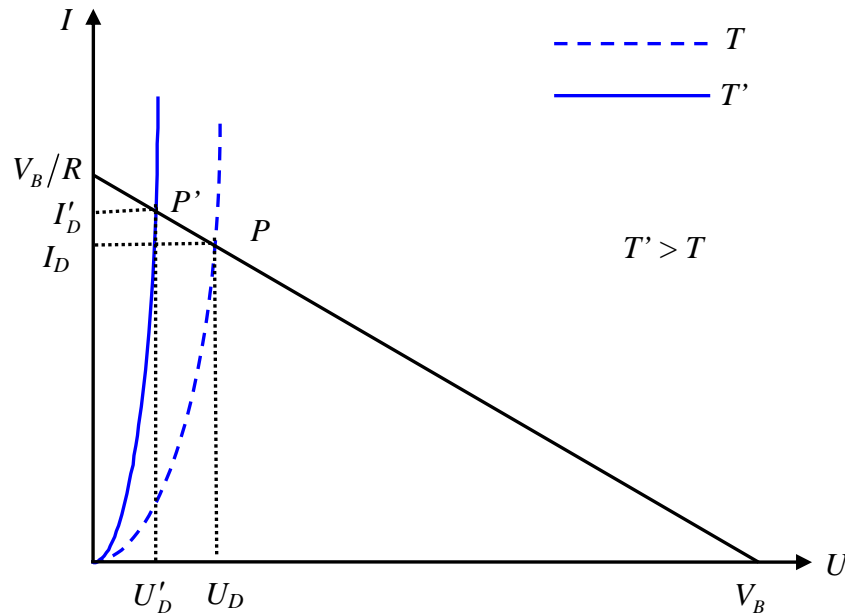
$$\frac{I'_{is}}{I_{is}} = \frac{n_i^{2'}}{n_i^2} = \left(\frac{T'}{T}\right)^3 e^{\frac{W_G \Delta T}{kTT'}} \Rightarrow I'_{is} \cong 1,19 \text{ mA}$$

onde se considerou $\Delta T = T' - T$.

O cálculo do PFR será análogo ao que foi feito na alínea anterior, pelo que não será repetido.

$$U'_D = 32,5 \text{ mV} \quad \text{e} \quad I'_D = 2,967 \text{ mA}$$

Graficamente pode verificar-se que o aumento de temperatura conduz no PFR a um aumento da corrente e a uma diminuição da tensão.



d) A condutância incremental é dada por:

$$g = \frac{I_D + I_{is}}{U_T} = 110 \text{ mS} \Rightarrow r = g^{-1} = 9,1 \Omega$$

De salientar que devido ao facto da frequência ser muito baixa, desprezaram-se os efeitos capacitivos associados à junção, sendo esta para pequenos sinais (tensão variável aos terminais da junção muito inferior a U_T) apenas equivalente a uma condutância g . A corrente incremental é assim dada por:

$$i_d = \frac{v_s}{R + r}$$

$$u_d = r i_d = \frac{r v_s}{R + r} \ll U_T$$

e) Nestas condições a corrente do ponto de funcionamento em repouso é dada por:

$$I_D = gU_T - I_{is} \cong gU_T = 0,13 \text{ mA}$$

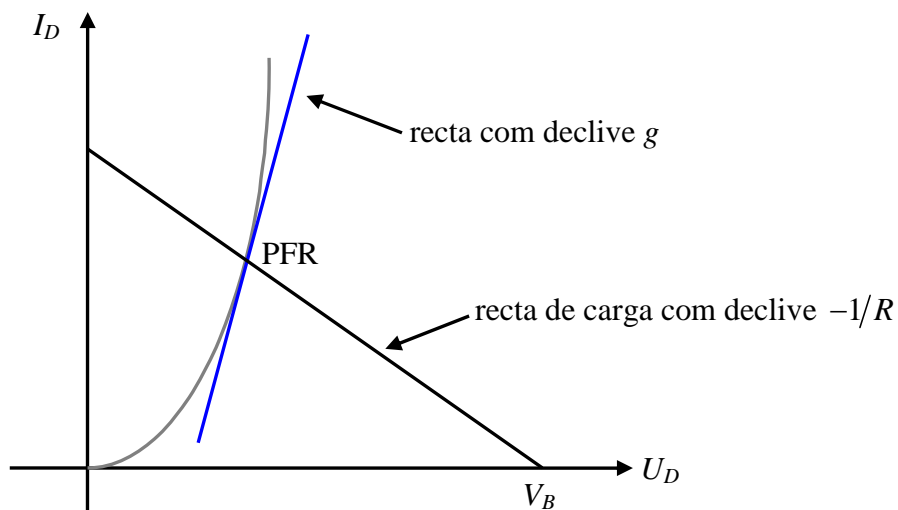
Da equação da junção:

$$I_D = I_{is} \left(e^{\frac{U_D}{U_T}} - 1 \right) \cong I_{is} e^{\frac{U_D}{U_T}} \Rightarrow U_D = U_T \ln \frac{I_D}{I_{is}} = 66,7 \text{ mV}$$

$$V_B = U_D + RI_D = 66,7 + 130 = 196,7 \text{ mV} \cong 0,19 \text{ V}$$

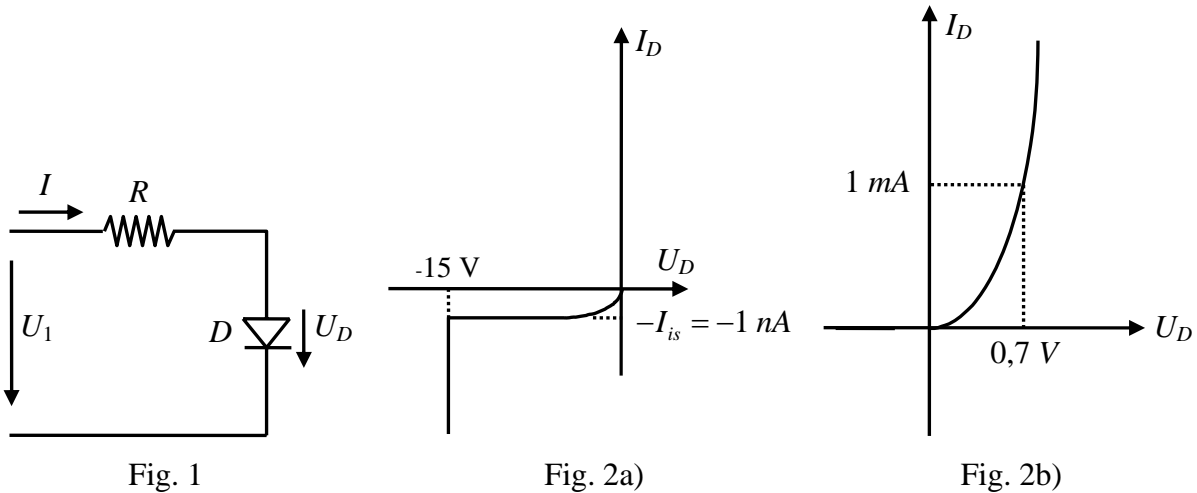
Graficamente o problema pode resolver-se da seguinte maneira (ver figura):

- Calcula-se o PFR de modo que a tangente à curva no ponto apresente um declive igual a g ;
- Por esse ponto passa-se uma recta de carga com declive igual a $-1/R$;
- O valor de V_B é dado pela tensão correspondente à intersecção da recta de carga com o eixo das tensões U_D .



Problema D5

Considerar o circuito da Fig.1. A resistência tem o valor de $1\text{ k}\Omega$ e o diódo apresenta a 300 K as características directa e inversa $U(I)$ representadas nas Figs. 2a e 2b (note que as escalas são diferentes no 1º e 3º quadrantes).



- a) Calcular o factor de não idealidade η do diódo. Calcular a corrente e a tensão no diódo quando: $U_1 = 10\text{ V}$; $U_1 = -10\text{ V}$; e $U_1 = -20\text{ V}$.
- b) Admitir que o diódo é feito de um semicondutor com $W_G = 1,4\text{ eV}$. Se a temperatura do diódo subir para 320 K , calcular o novo I_{is} bem como a corrente e a tensão quando $U_1 = 10\text{ V}$. Traçar de forma comparada as características do diódo a 300 e a 320 K . Mencionar as aproximações que fizer.

Resolução

- a) Consideremos o ponto da característica na polarização directa com as coordenadas $I_D = 1\text{ mA}$ e $U_D = 0,7\text{ V}$. Atendendo a que nessa zona de funcionamento se tem:

$$I_D \cong I_{is} e^{\frac{U_D}{\eta U_T}} \Rightarrow \eta = \frac{\frac{U_D}{U_T}}{\ln(I_D/I_{is})}$$

obté-m-se $\eta = 1,95$. Se $U_1 = 10\text{ V}$ o diódo está polarizado directamente.

$$I_D = \frac{U_1 - U_D}{R} \tag{1}$$

$$U_D \cong \eta U_T \ln(I_D/I_{is}) \tag{2}$$

Por um processo iterativo usando alternadamente (1) e (2) obtém-se $I_D = 9,19 \text{ mA}$ e $U_D = 0,81 \text{ V}$.

Se $U_1 = -10 \text{ V}$ o diodo está polarizado inversamente, sendo $I_D = I_{is} = -1 \text{ nA}$. Desprezando a queda de tensão na resistência tem-se $U_D = U_1 = -10 \text{ V}$.

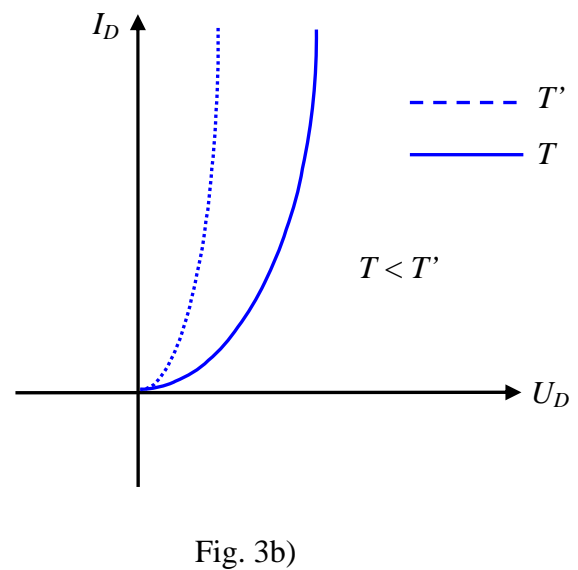
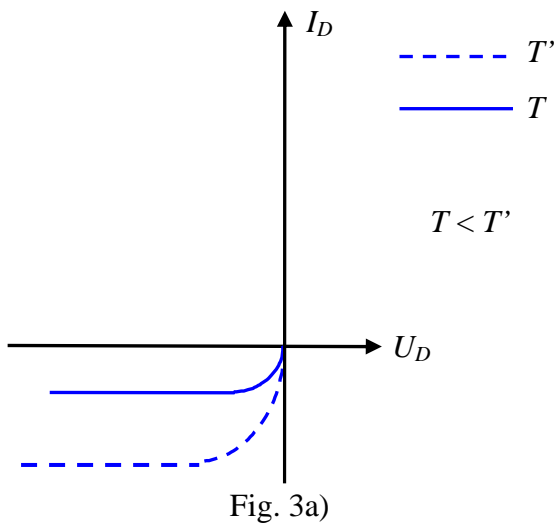
Se $U_1 = -20 \text{ V}$ o diodo está na disrupção. Então $U_D = -15 \text{ V}$, sendo a queda de tensão na resistência igual a $U_1 - U_D = -5 \text{ V}$. A corrente no circuito será $I_D = U_R/R = -5 \text{ mA}$.

b) A corrente inversa de saturação é proporcional ao quadrado da concentração intrínseca. O seu valor à nova temperatura é obtido de:

$$\frac{I'_{is}}{I_{is}} = \frac{n_i^{2'}}{n_i^2} = \left(\frac{T'}{T}\right)^3 e^{\frac{W_G(T'-T)}{kTT'}} = 35,13$$

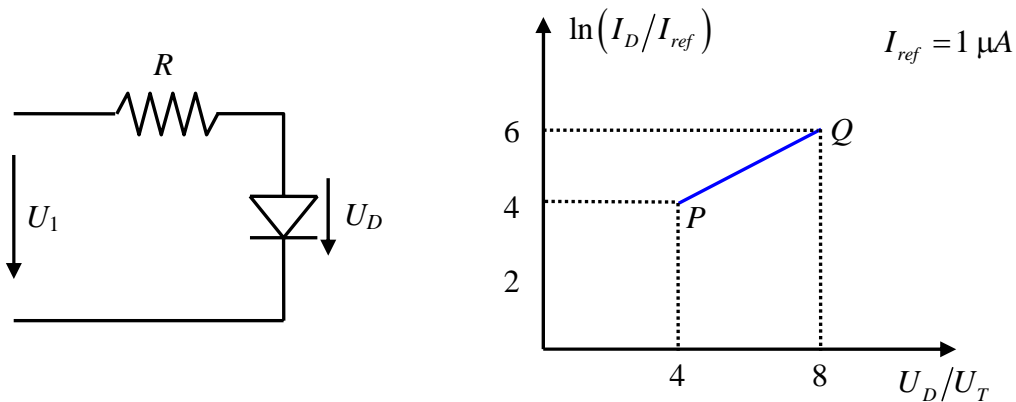
ou seja, $I'_{is} = 35,13 \text{ nA}$. Por um procedimento análogo ao da alínea anterior tem-se, usando (1) e (2), $I_D = 9,33 \text{ mA}$ e $U_D = 0,675 \text{ V}$.

As Figs. 3a e 3b apresentam as características inversas e directas às duas temperaturas (atenção às escalas!)



Problema D6

Considerar o circuito da figura, onde se representa também a característica do díodo. A resistência é $R = 1\text{ k}\Omega$.



- Sabendo que a tensão de disrupção do díodo é -25 V , calcular η e I_{is} . Calcular a potência posta em jogo no díodo quando $U_1 = 20$ e $U_1 = -20\text{ V}$.
- Considerar dois díodos de um mesmo semicondutor fortemente assímétricos. Um tem $N_D \gg N_A$ e o outro $N'_D = 10 N_D$ e $N'_A = 10 N_A$. Representar comparativamente as características dos dois díodos, e calcular a relação entre as correntes inversas e as tensões de disrupção admitindo que resultam de multiplicação em avalanche.

Resolução

a) Coordenadas do ponto P:

$$U_D/U_T = 4 \Rightarrow U_{D_P} = 4U_T \quad ; \quad \ln\left(\frac{I_D}{I_{ref}}\right) = 4 \Rightarrow I_{D_P} = e^4 \mu\text{A}$$

Coordenadas do ponto Q:

$$U_D/U_T = 8 \Rightarrow U_{D_Q} = 8U_T \quad ; \quad \ln\left(\frac{I_D}{I_{ref}}\right) = 6 \Rightarrow I_{D_Q} = e^6 \mu\text{A}$$

Da equação do díodo tem-se:

$$e^4 = I_{is} \left(e^{\frac{4}{\eta}} - 1 \right) \tag{1}$$

$$e^6 = I_{is} \left(e^{\frac{8}{\eta}} - 1 \right) \tag{2}$$

De (1) e (2) obtém-se:

$$e^{\frac{4}{\eta}} e^2 - e^{\frac{8}{\eta}} = e^2 - 1 \quad (3)$$

Fazendo a substituição $x = e^{\frac{4}{\eta}}$ em (3) obtém-se:

$$x^2 - xe^2 + (e^2 - 1) = 0$$

cujas soluções são $x_1 = 6,38906$ para o qual $\eta = 2,157$ e $x_2 = 1$ para o qual $\eta = \infty$.

Tomamos a 1ª solução. Finalmente substituindo em (1) ou (2) obtém-se: $I_{is} = 10,13 \mu A$.

Consideremos $U_1 = 20 (V)$. O díodo está polarizado directamente. Das equações da recta de carga e da característica estacionária $I(U)$ do díodo, respectivamente:

$$U_1 = RI_D + U_D \quad \text{e} \quad I_D = I_{is} \left(e^{\frac{U_D}{\eta U_T}} - 1 \right)$$

obtém-se por cálculo iterativo, $U_D \cong 426 \text{ mV}$, $I_D \cong 19,57 \text{ mA} \Rightarrow P = 8,331 \text{ mW}$.

Para $U_1 = -20 \text{ V}$ o díodo está polarizado inversamente e portanto:

$$I_D \cong -I_{is} \quad , \quad U_D \cong -20 \text{ V} \Rightarrow P = 0,148 \text{ mW}$$

- b) Trata-se de duas junções fortemente assimétricas com $N_D \gg N_A$. O campo eléctrico máximo E_0 , obtido na junção metalúrgica, é dado por:

$$E_0 = \sqrt{\frac{2q}{\epsilon} \frac{N_D N_A C_{C0}}{N_D + N_A}} \cong \sqrt{\frac{2q}{\epsilon} N_A V_{C0}} \quad (4)$$

sendo V_{C0} o potencial de contacto em equilíbrio termodinâmico dado por:

$$V_{C0} = U_T \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right) \quad (5)$$

A corrente inversa de saturação é dada por:

$$I_{is} = Aq \left(\frac{D_n}{L_n} n_{p0} + \frac{D_p}{L_p} p_{n0} \right) = Aq \left(\frac{\sqrt{D_n} n_i^2}{N_A} \sqrt{rN_A} + \frac{\sqrt{D_p} n_i^2}{N_D} \sqrt{rN_D} \right) = B \left(\frac{1}{\sqrt{N_A}} + \frac{1}{\sqrt{N_D}} \right)$$

$$I_{is} \cong \frac{B}{\sqrt{N_D}} \quad (6)$$

De (5) verificamos que $V'_{C0} > V_{C0}$ embora a alteração seja desprezável. Então de (4) obtém-se:

$$\frac{E'_0}{E_0} \cong \sqrt{10} = 3,16$$

O díodo que entra em disrupção mais cedo é o díodo com zonas *n* e *p* mais dopadas. De (6) verificamos que:

$$\frac{I'_{is}}{I_{is}} \cong \frac{1}{\sqrt{10}} = 0,316$$

O díodo com maior dopagem apresenta menores correntes inversas de saturação. A figura apresenta de forma esquemática as características estacionárias $I(U)$ dos dois díodos.

