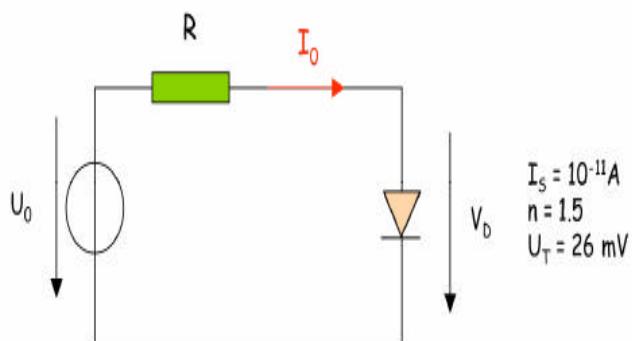


## EXERCICES SUR LES DIODES

### Exercice 1: Caractéristiques des diodes

On propose le montage suivant:

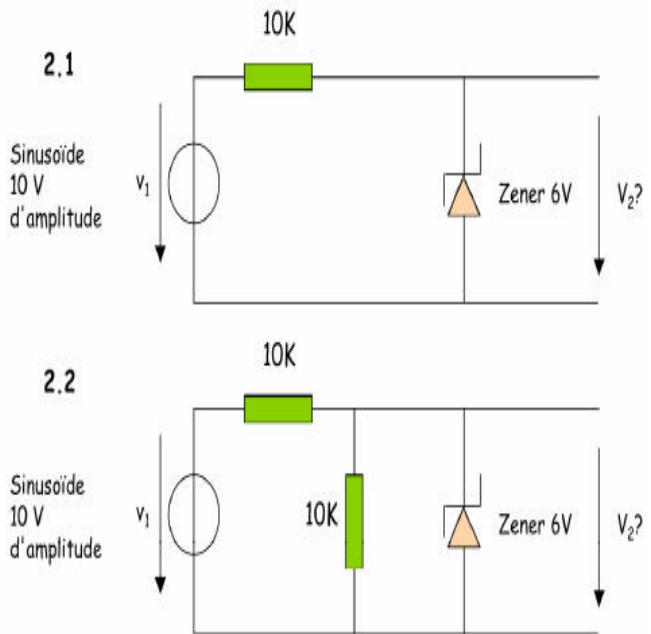


On donne  $R = 1.3 \text{ k}\Omega$  et  $U_0 = 1\text{V}$

1. Calculer  $I_{01}$  avec le modèle simplifié de la diode ( $U_j = 0.7 \text{ V}$ )
2. Déterminer, à partir du courant  $I_{01}$  calculé précédemment, la chute de tension  $V_{D1}$  aux bornes de la diode, en utilisant la loi exponentielle entre le courant et la tension.
3. Calculer de nouveau  $I_{02}$  en utilisant la tension  $V_{D1}$  calculée précédemment. Déterminer l'erreur sur  $I_0$  selon que l'on utilise le modèle simplifié ou la loi exponentielle.
4. Refaire la même opération qu'au point 2. mais en prenant  $I_{02}$ .
5. Même exercice avec  $U_0 = 5\text{V}$ . Conclusions!

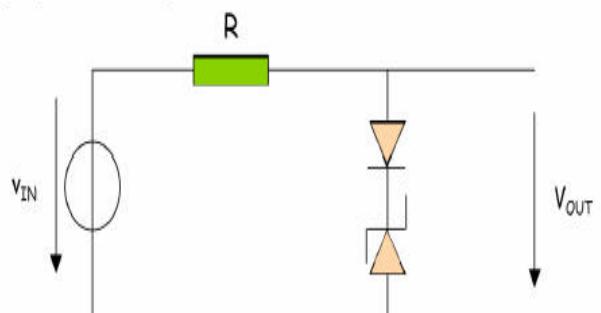
### Exercice 2: Applications diodes

En utilisant le modèle simplifié de la diode (chute de tension constante de  $0.7 \text{ V}$  dans le sens direct), étudier le comportement des circuits suivants en traçant un diagramme de la tension de sortie en fonction du temps (indiquer clairement la valeur numérique des amplitudes remarquables le long de l'axe vertical).



### Exercice 3. écrêteur de tension

On propose le montage suivant:



$$V_{IN} = 7 \sin(\omega t) \quad U_j = 0.7 \text{ V} \text{ et } V_Z = 4.3 \text{ V}$$

Tracer sur un même graphique  $V_{IN}$  et  $V_{OUT}$  en fonction du temps

## CORRIGE

### Exercice 1

Nous avons vu en cours deux méthodes pour calculer le courant circulant à travers une diode :

- a. La loi exponentielle uniquement exploitable si la tension aux bornes de la diode était connue avec précision
- b. Une loi linéaire (la loi d'ohm) exploitant un modèle approximant le comportement de la diode (tension  $U_j = 0.7V$  aux bornes de la diode). Cette méthode génère cependant une erreur qui est d'autant plus importante que nous travaillons avec une tension d'entrée du montage faible.

Nous proposons une méthode itérative basée sur une combinaison des deux opérations citées plus haut pour atteindre le niveau de précision souhaité. Le nombre d'itérations dépend justement de la précision souhaitée.

1. Première itération phase a: On exploite la loi d'ohm avec le modèle  $U_j$

$$I_{01} = (U_0 - U_j)/R = \mathbf{0.23 \cdot 10^{-3} A}$$

2. Première itération phase b: On exploite la loi exponentielle pour extraire la tension de diode ( $V_{D1}$ ) à partir du courant précédent

$$I_{01} = I_s \exp(V_{D1}/n.U_T) \text{ et } \ln(I_{01}/I_s) = V_{D1}/n.U_T$$

$$\text{D'où l'on tire } \mathbf{V_{D1} = 0.661 V}$$

3. Seconde itération phase a: On exploite la loi d'ohm avec la tension calculée précédemment  $V_{D1} = 0.66 V$

$$I_{02} = (U_0 - V_{D1})/R = \mathbf{0.26 \cdot 10^{-3} A}$$

*Remarque : Pour  $U_0 = 1V$  nous obtenons après une itération, une erreur de 12% sur le calcul de  $I_D$*

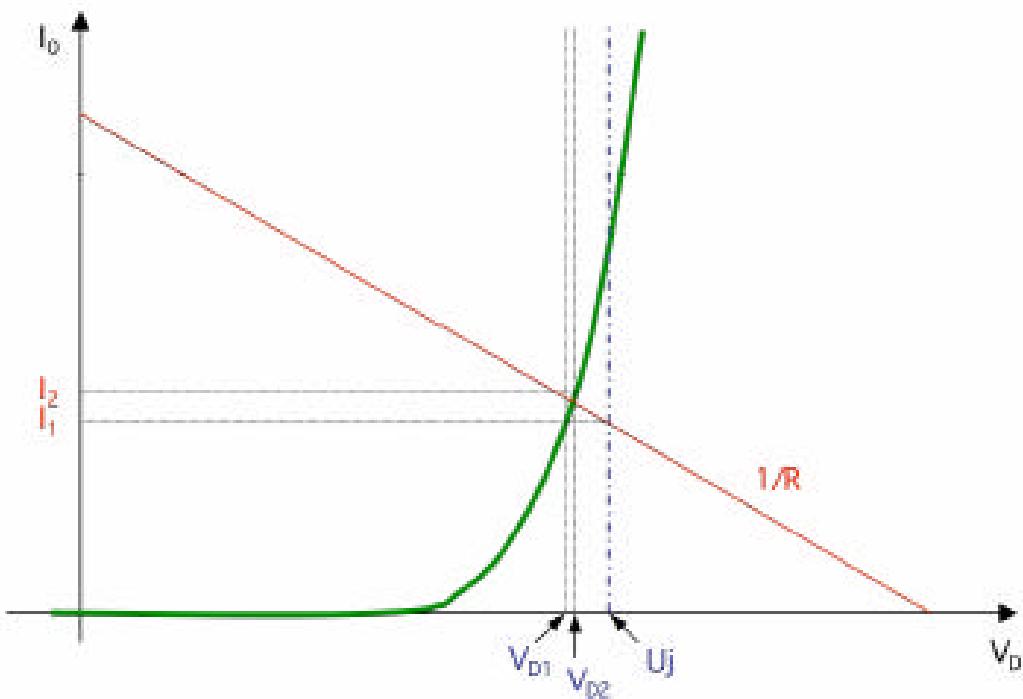
4. Seconde itération phase b: On exploite la loi exponentielle pour extraire la tension de diode ( $V_{D2}$ ) à partir du courant précédent

$$I_{02} = I_s \exp(V_{D2}/n.U_T) \text{ et } \ln(I_{02}/I_s) = V_{D2}/n.U_T$$

$$\text{D'où l'on tire } \mathbf{V_{D2} = 0.665 V}$$

*Remarque : Pour  $U_0 = 1V$  nous obtenons après une itération, une erreur inférieure à 1% sur le calcul de  $V_D$*

*La démarche approximative peut être observée sur le graphe ci-dessous*



5. On recommence l'exrcice avec  $U_0 = 5V$

$$I_{01} = 3.3 \cdot 10^{-3} \text{ A} \quad \text{avec } U_j = 0.7 \text{ V}$$

$$V_{D1} = 0.765 \text{ V} \quad \text{avec la loi exponentielle}$$

$$I_{02} = 3.26 \cdot 10^{-3} \text{ A} \quad \text{avec } V_{D1} = 0.76 \text{ V}$$

Remarque : Pour  $U_0 = 5V$  nous obtenons après une itération, une erreur de 1.2% sur le calcul de  $I_D$

$$V_{D2} = 0.764 \text{ V} \quad \text{avec la loi exponentielle}$$

Remarque : Pour  $U_0 = 5V$  nous obtenons après une itération, une erreur de l'ordre de 0.1% sur le calcul de  $V_D$

Conclusion: Pour  $U_0 \gg U_j$ , on peut utiliser le modèle simple.

L'erreur absolue sur le courant dépend de  $U_0$ , en effet,

$$I_0 = \frac{U_0 - V_D}{R} \quad \text{et} \quad \frac{\Delta I_0}{I_0} = \frac{\Delta V_D}{U_0 - V_D}$$

Aussi, pour  $U_0 \gg U_j$ , on peut utiliser le modèle simple.

On note que l'équation exacte à résoudre serait

$$\frac{U_0 - V_D}{R} = I_s e^{\frac{V_D}{nV_T}}$$

ou en fonction de  $I_0$

$$I_0 = \frac{U_0 - nU_T \ln\left(\frac{I_0}{I_s}\right)}{R}$$

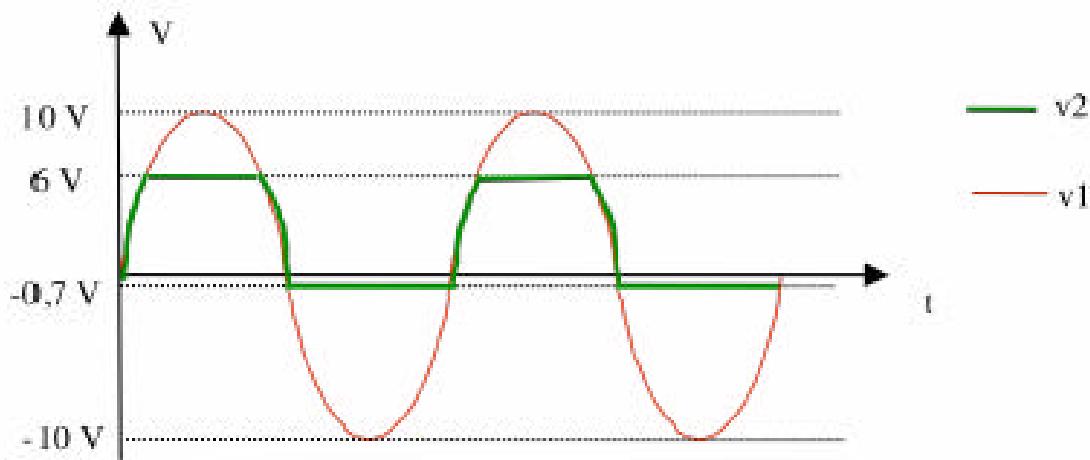
## Exercice 2

La méthodologie consiste à analyser les montages comme si les diodes n'existaient pas (dire que les diodes sont bloquées signifie la même chose).

Ensuite il suffit de déterminer la limite à partir de laquelle la (les) diode(s) conduit(sent) et nous fixons alors la tension à leurs bornes

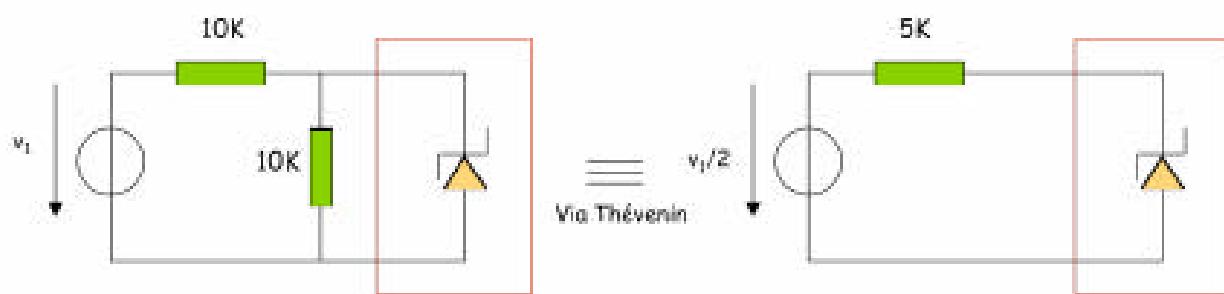
### 2.1)

Dans la premier montage, la Zener conduit comme une diode normale si la tension à l'entrée est inférieure à 0.7V, ou comme une Zener, si la tension à l'entrée est supérieure à 6V. Entre -0.7V et 6V, la diode est bloquée (idem si elle n'existe pas). Quand la diode est bloquée, la tension à la sortie (aux bornes de la diode) est égale à la tension d'entrée



### 2.2)

Dans la second montage, il est utile de remplacer le dipôle composé de la source et des deux résistances par un équivalent Thévenin. Cela nous permettra de retrouver un montage comparable structurellement au premier cas.



Comme précédemment, la Zener conduit comme une diode normale si la tension à l'entrée est inférieure à 0.7V, ou comme une Zener, si la tension à l'entrée est supérieure à 6V. La tension d'entrée du modèle Thévenin ( $v_1/2$ ), n'atteint jamais 6V, ce qui signifie que la diode ne fonctionnera jamais dans l'état Zener. Entre -0.7V et 6V, la

## EXERCICES

### Exercice 1

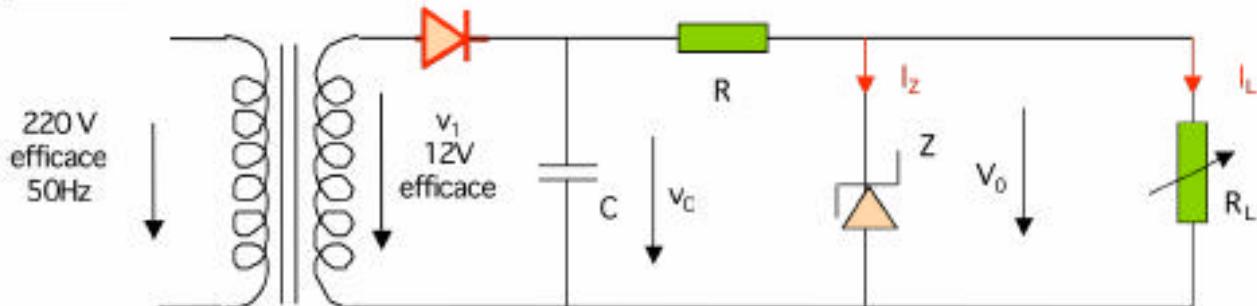
On propose le montage suivant

	<ul style="list-style-type: none"> <li>- <math>U_G = 3 + 0.5 \sin(2\pi ft)</math> [V]</li> <li>- <math>f = 100</math> Hz</li> <li>- <math>R = 2.2 \text{ k}\Omega</math></li> </ul>
--	---

On donne  $U_T = 26$  mV, et  $n = 1.5$

- Calculer le courant de repos  $I_{F0}$  et déterminer théoriquement la valeur de la résistance différentielle  $r_d$  correspondante.
- Il est possible de retrouver expérimentalement la valeur de cette résistance différentielle en mesurant les variations de tensions  $\Delta U_G$  et  $\Delta U_F$ . Exprimer la relation entre  $R$ ,  $\Delta U_G$  et  $\Delta U_F$  donnant la valeur de  $r_d$
- Refaire les mêmes calculs avec une composante continue de 10 V (au lieu de 3) pour  $U_G$ .

### Exercice 2



$$I_{Zmin} = 5 \text{ mA} \quad I_L = 0 \dots 50 \text{ mA} \quad V_0 = 10 \text{ V}$$

- Dessiner l'allure de  $v_1(t)$ ,  $v_C(t)$  et  $V_0$  sur le même graphique.
- Calculer  $R$  afin d'assurer les contraintes suivantes:  $v_{Cmin}(t) = 14$  V,  $I_{LMAX} = 50$  mA et  $I_{Zmin} = 5$  mA
- Calculer la capacité de filtrage pour assurer en permanence une tension  $v_C(t) \geq 14$  V
- Calculer  $I_{Zmax}$ , en déduire la puissance instantanée maximum dissipée dans la diode zener et dans  $R$ .

### Exercice 3

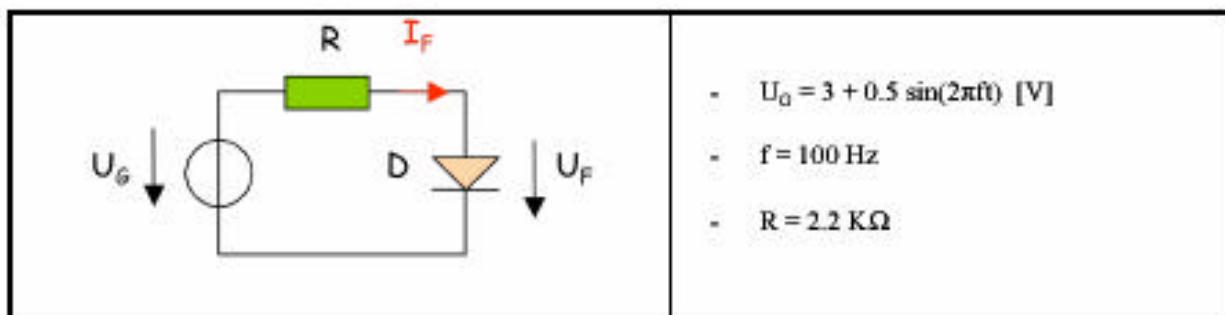
On propose le montage suivant:

<p>On donne: une diode Zener avec <math>V_Z = 6</math> V et <math>U_T</math> dans le sens normal, <math>n = 1.5</math> et <math>U_T = 27</math> mV, <math>R = 1 \text{ k}\Omega</math></p>	<p>On demande :</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• calculer <math>I_D</math> et <math>V_{OUT}</math> lorsque <math>V_1 = 10</math> V, <math>v_2(t) = 0</math>,</li> <li>• calculer <math>I_D</math> et <math>V_{OUT}</math> lorsque <math>V_1 = -10</math> V, <math>v_2(t) = 0</math>,</li> <li>• <math>V_1 = 0</math>, <math>v_2(t) = 3</math> V d'amplitude: Dessiner sur un même graphe, les allures de <math>V_{OUT}</math> et de <math>v_1</math>, en précisant les zones où la diode est conductrice ou bloquée,</li> <li>• <math>V_1 = 0</math>, <math>v_2(t) = 8</math> V d'amplitude: Dessiner sur un même graphe, les allures de <math>V_{OUT}</math> et de <math>v_1</math>, en précisant les zones où la diode est conductrice ou bloquée</li> <li>• calculer <math>I_D</math>, <math>r_D</math> et l'amplitude des signaux aux bornes de la diode lorsque, <math>V_1 = 5</math> V, <math>v_2(t) = 3</math> V d'amplitude. Les calculs ci-dessus se justifient - ils et pourquoi?</li> </ul>
--	--

## CORRIGE

### Exercice 1

On propose le montage suivant



a) Calcul du courant de repos  $I_{F0}$

On utilise l'approximation  $U_D = U_j = 0.7\text{V}$

Nous avons alors la loi d'ohm  $I_{F0} = (u_G - U_j)/R = (3 - 0.7)/2.2 \cdot 10^3 = 1.045 \text{ mA}$

$1/r_d = dI_D/dU_D$ . Lorsque ce calcul s'applique en un point de repos donné ( $I_{F0}, U_F$ ), nous avons:  $1/r_d = dI_D/dU_D|_{I_{F0}}$  ou encore  $r_d = nU_T/I_{F0}$

On a  $U_T = 26 \text{ mV}$ , et  $n = 1.5$  ce qui nous donne  $r_d = 37 \Omega$

b) Il est possible de retrouver expérimentalement la valeur de cette résistance différentielle en mesurant les variations de tensions  $\Delta U_G$  et  $\Delta U_F$ . Exprimer la relation entre  $R$ ,  $\Delta U_D$  et  $\Delta U_F$  donnant la valeur de  $r_d$

Lorsque les variations sont faibles, on peut assimiler  $dI_D/dU_D$  à  $\Delta I_D/\Delta U_D$

Or  $\Delta I_D = \Delta I_F = \Delta U_F/R = (\Delta u_G - \Delta U_F)/R$

Ce qui nous donne finalement:  $r_d = R\Delta U_F/(\Delta u_G - \Delta U_F)$

c) Refaire les mêmes calculs avec une composante continue de 10 V (au lieu de 3) pour  $u_G$ .

Nous pouvons poser  $I_{F0} = (u_G - U_j)/R = (10 - 0.7)/2.2 \cdot 10^3 = 4.23 \text{ mA}$

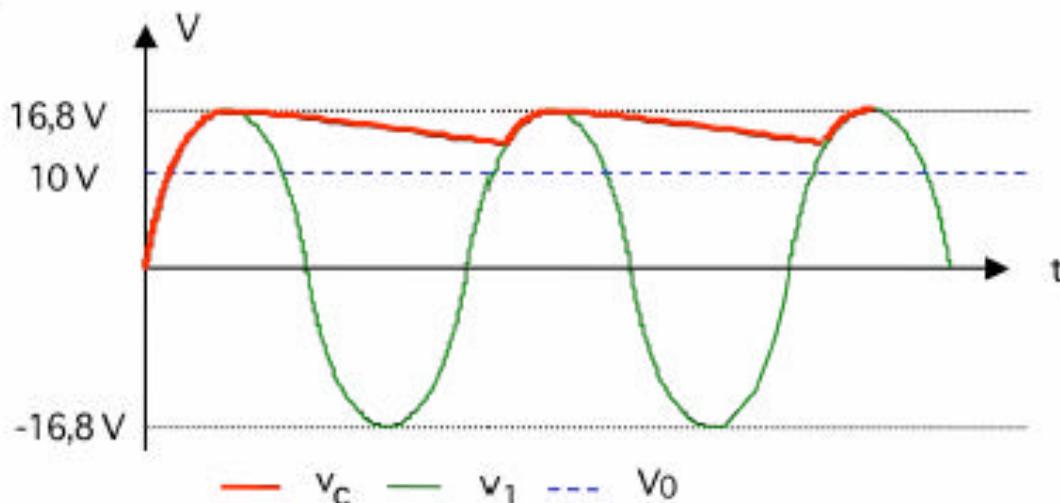
Nous avons toujours:  $1/r_d = dI_D/dU_D|_{I_{F0}}$  ou encore  $r_d = nU_T/I_{F0}$

$U_T = 26 \text{ mV}$ , prenons arbitrairement  $n = 1.5$  ce qui nous donne  $r_d = 9.2 \Omega$

Plus la tension de polarisation est élevée, plus faible est la résistance différentielle de la diode.

## Exercice 2

1.



### 2. Calcul de R

Il faut déterminer R de telle manière que la Zener conduise dans le pire des cas. Cela suppose que la Zener puisse véhiculer au minimum un courant  $I_{Z\min}$  donné par le fabricant.

Le cas le plus défavorable se présenterait si:

- $v_c = v_{c\min}$  (le courant est minimal lorsque la tension est minimale)
- $I_L = I_{L\max}$  (le courant qui reste dans la Zener est minimal si le courant absorbé par la charge est maximal)

On a alors :  $R = (v_{c\min} - V_0) / (I_{L\max} + I_{Z\min}) \approx 73 \Omega$

0. Connaissant la valeur de la résistance R, on peut déterminer la valeur de la capacité C. La tension maximale atteinte par l'ondulation est de 16.8V. Pour disposer d'une marge suffisante, nous ne voulons pas que la tension descende au-dessous de 14 V. Le parcours est donc de 2.8V. Ce parcours est effectué par la décharge de la capacité à travers la résistance R (*voir allure des ondulations plus bas*).

Pour simplifier les calculs nous allons adopter les formules suivantes qui sont plus contraignantes que la réalité (par sécurité) :

- Le temps imparti pour effectuer ce parcours correspond à environ un cycle de la sinusoïde (50Hz) et vaut donc  $\Delta t = 20ms$ . En réalité, nous voyons sur le graphe ci-dessus que le temps est un peu plus court, aussi la décharge sera moins importante.
- Le courant de décharge sera assimilé à une valeur constante fixée au moment où il est le plus élevé (c'est le pire cas). C'est à dire lorsque  $v_c = v_{c\max}$ . On a alors le courant maximal qui traverse R qui vaut

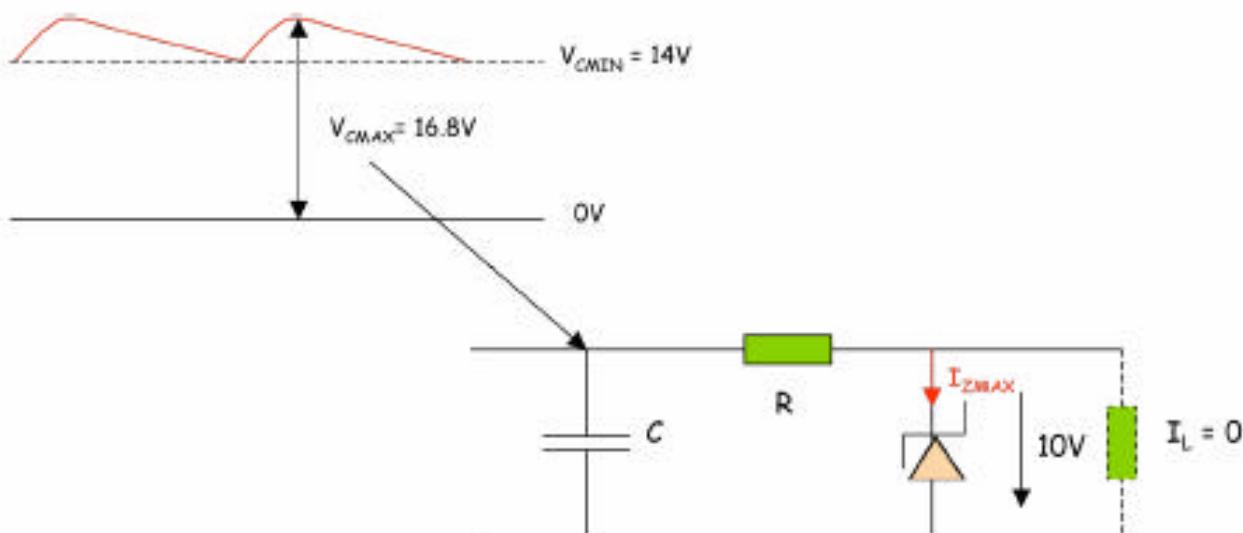
$$I_{MAX} = (V_{CMAX} - V_0) / R = 93 \text{ mA}$$

- Ce courant peut s'exprimer aussi en posant  $I = C \cdot \Delta v_c / \Delta t$ , sachant que  $\Delta v_c$  est le parcours de 2.8 V à effectuer. On a alors l'égalité :  
 $C \cdot \Delta v_c / \Delta t = (V_{CMAX} - V_0) / R$

Nous en déduisons :  $C = (V_{CMAX} - V_0) \cdot \Delta t / (R \cdot \Delta v_c) \approx 665 \mu\text{F}$

### 1. Puissance instantanée maximale dissipée dans la Zener

- $P_{MAX} = V_0 \cdot I_{ZMAX}$
- $I_{ZMAX} = (V_{cmax} - V_0) / R = 93 \text{ mA}$ . Nous l'avions déjà calculé plus haut. On part du principe ici que tout le courant passe dans la Zener et rien dans la charge
- On en déduit enfin que  $P_{MAX} \approx 0.93 \text{ W}$ .



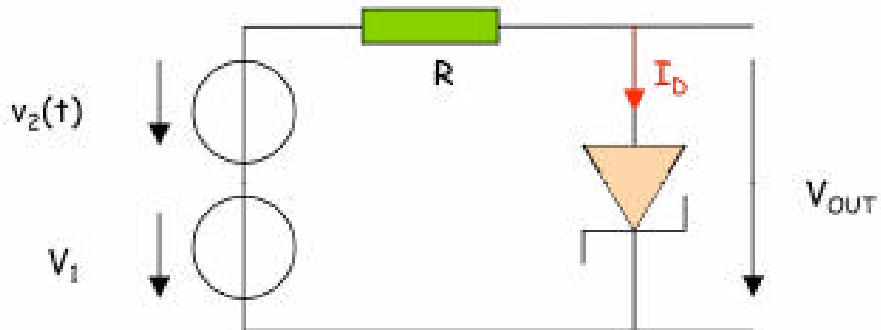
### Exercice 3

On propose le montage suivant :

Pour analyser le montage il faut se rappeler que la diode Zener peut conduire comme une diode normale ou dans le sens Zener.

Compte tenu de la position de la diode nous pouvons affirmer les deux conditions suivantes:

1. La diode conduit normalement si la tension  $V_1 + v_2(t) > U_j$
2. La diode conduit comme une Zener si la tension  $V_1 + v_2(t) < -V_z (-6V)$



- Calculer  $I_D$  et  $V_{OUT}$  lorsque  $V_1=10V$ ,  $v_2(t)=0$ ,

Ici la première condition est satisfaite. La diode conduit normalement et impose la tension à ses bornes :  $V_{OUT} = U_j = 0.7V$

Le reste de la tension se retrouve aux bornes de la résistance, ce qui nous permet de déduire le courant circulant dans le montage :

$$I_D = \frac{V_1 - U_j}{R} = 9.3 \text{ mA}$$

- Calculer  $I_D$  et  $V_{OUT}$  lorsque  $V_1=-10V$ ,  $v_2(t)=0$ ,

Ici la seconde condition est satisfaite. La diode conduit comme une Zener et impose la tension à ses bornes :  $V_{OUT} = -V_z = -6V$

Le reste de la tension se retrouve aux bornes de la résistance, ce qui nous permet de déduire le courant circulant dans le montage :

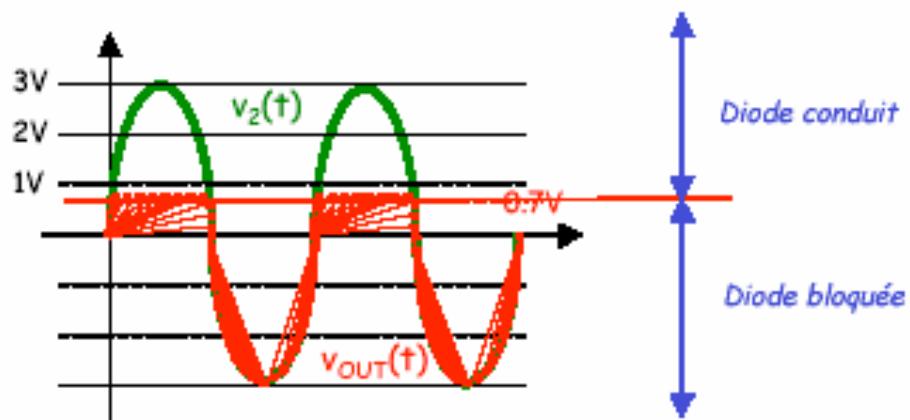
$$I_D = \frac{V_1 - (-V_z)}{R} = -4 \text{ mA}$$

Le signe négatif indique évidemment que le courant circule en sens inverse

- $V_1 = 0$ ,  $v_2(t) = 3 \text{ V}$  d'amplitude:

Dans ce cas la sinusoïde va passer par la limite de conduction de la diode normale qui est de 0.7V, mais jamais atteindre la limite de la Zener.

Quand la diode est passante, la tension  $v_{OUT}$  est fixée à 0.7V. Par contre quand la diode est bloquée (comme si elle n'existe pas), le circuit est ouvert et la tension  $v_{OUT}$  vaut exactement la tension  $v_2$ .



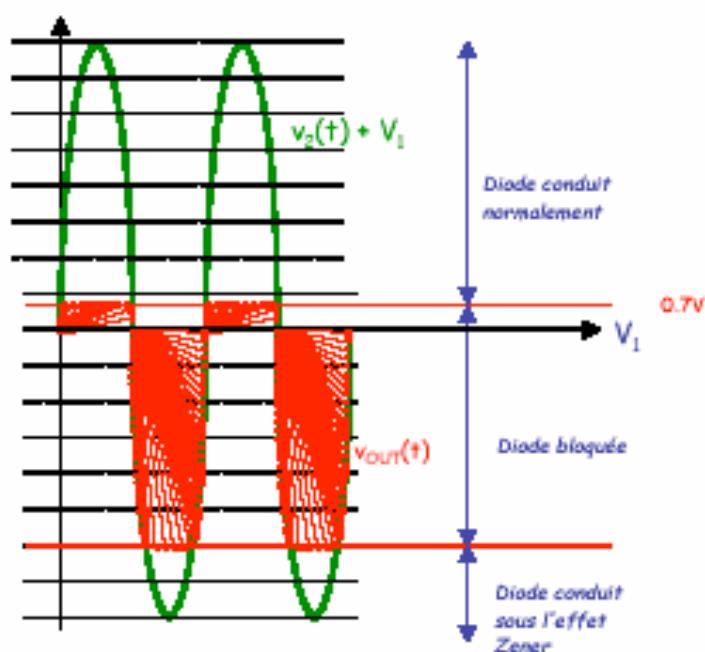
- $V_1 = 0$ ,  $v_2(t) = 8V$  d'amplitude:

Dans ce cas la sinusoïde va passer par la limite de conduction de la diode normale qui est de 0.7V, ainsi que la limite de fonctionnement de la Zener qui vaut -6V.

Quand la diode est passante dans le sens normal, la tension  $v_{OUT}$  est fixée à 0.7V.

Quand la diode est passante dans le sens Zener, la tension  $v_{OUT}$  est fixée à -6V.

Par contre quand la diode est bloquée (zone intermédiaire), le circuit est ouvert et la tension  $v_{OUT}$  vaut exactement la tension  $v_2$ .



- Calculer  $I_D$ ,  $r_D$  et l'amplitude des signaux aux bornes de la diode lorsque,  $V_1 = 5V$ ,  $v_2(t) = 3V$  d'amplitude.

Les calculs ci-dessus se justifient car la diode est toujours passante ( $V_1 + v_2(t) > U_j$ ). La tension à ses bornes vaut environ 0.7V, mais avec superposition de petits variations faciles à calculer avec la recette de cuisine vue en cours :

$$\varphi 1: I_D = \frac{V_1 - U_j}{R} = 4.3 \text{ mA} \quad \varphi 2: r_D = \frac{nU_T}{I_0} = 9.42 \Omega \quad \varphi 3: \hat{v}_D = \hat{v}_2 \cdot \frac{r_D}{R + r_D} = 28 \text{ mV}$$

## EXERCICES SUR LE TRANSISTOR BIPOLAIRE

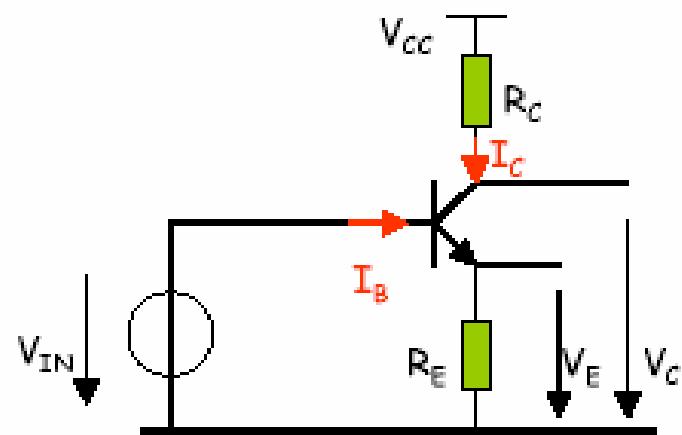
### Exercice 1

Soit la structure de la figure ci-contre. Sachant que  $V_{BE} = U_j$ , calculer les courants  $I_B$ ,  $I_E$  et  $I_C$ , ainsi que les tensions  $V_E$  et  $V_C$ .

Quelle est le mode de fonctionnement du transistor ?

Valeurs numériques:

$$\begin{aligned} V_{IN} &= 3.4 \text{ V} & U_j &= 0.7 \text{ V} \\ R_C &= 4.7 \text{ k}\Omega & R_E &= 2.7 \text{ k}\Omega \\ \beta &= 200 & V_{CC} &= 10 \text{ V} \end{aligned}$$

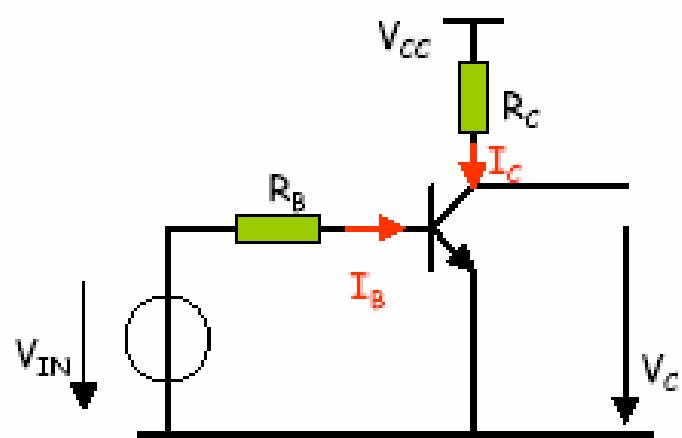


### Exercice 2

Soit la structure de la figure suivante. Sachant que  $V_{BE} = U_j$ , calculer les courants  $I_B$  et  $I_C$ , ainsi que les tensions  $V_B$  et  $V_C$ .

Valeurs numériques:

$$\begin{aligned} V_{IN} &= 3.4 \text{ V} & U_j &= 0.7 \text{ V} \\ R_C &= 4.7 \text{ k}\Omega, R_B = 2.7 \text{ k}\Omega & & \\ \beta &= 200 & V_{CC} &= 10 \text{ V} \end{aligned}$$



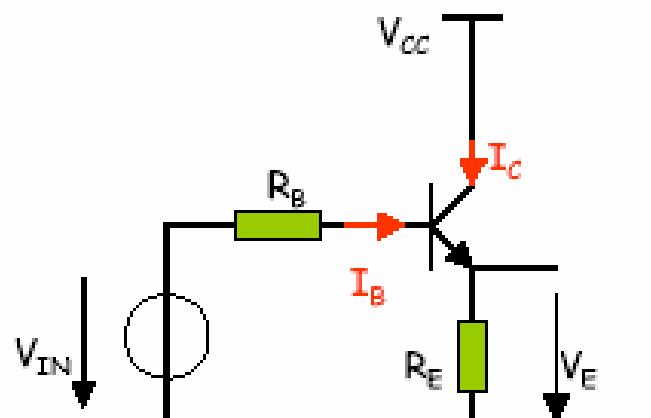
### Exercice 3

Soit la structure de la figure suivante. Sachant que  $V_{BE} = U_j$ , calculer les courants  $I_B$  et  $I_C$ , ainsi que les tensions  $V_B$  et  $V_E$ .

Valeurs numériques:

$$\begin{aligned} V_{IN} &= 5 \text{ V} & U_j &= 0.7 \text{ V} \\ R_E &= 1 \text{ k}\Omega, R_B = 10 \text{ k}\Omega & & \\ \beta &= 200 & V_{CC} &= 10 \text{ V} \end{aligned}$$

Le transistor peut-il saturer?



## CORRIGE

### Exercice 1

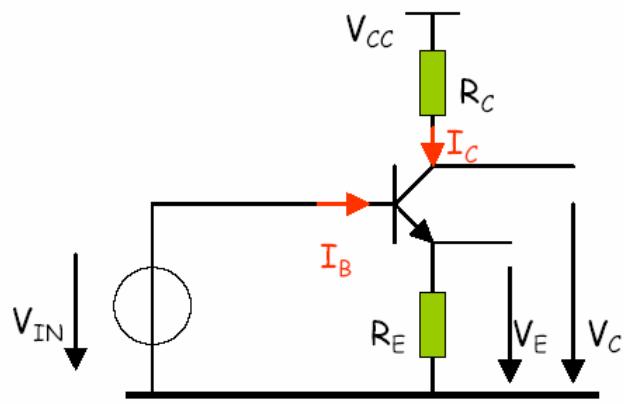
Soit la structure de la figure ci-contre. Sachant que  $V_{BE} = U_j$ , calculer les courants  $I_B$ ,  $I_E$  et  $I_C$ , ainsi que les tensions  $V_E$  et  $V_C$ . Quelle est le mode de fonctionnement du transistor ?

Valeurs numériques:

$$V_{IN} = 3.4 \text{ V} \quad U_j = 0.7 \text{ V}$$

$$R_C = 4.7 \text{ k}\Omega \quad R_E = 2.7 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 200 \quad V_{CC} = 10 \text{ V}$$



Entre la Base et l'émetteur nous avons l'équivalent d'une diode, aussi :

$$V_E = V_{IN} - U_j = 2.7 \text{ V} \quad \text{et} \quad I_E = \frac{V_E}{R_E} = 1 \text{ mA}$$

Pour effectuer une prévision, nous partons de l'hypothèse la plus favorable, à savoir que le transistor fonctionne en mode **Normal Direct**. Dans ce cas:

$$I_C = \beta \cdot I_B \quad I_E = (\beta + 1) I_B \approx I_C \Rightarrow I_B = 5 \mu\text{A} \quad I_C = 1 \text{ mA}$$

$$\text{donc } V_C = V_{CC} - R_C I_C = 10 \text{ V} - 4.7 \text{ V} = 5.3 \text{ V}$$

La jonction BC est bloquée car  $V_{BC} = V_{IN} - V_C = 3.4 \text{ V} - 5.3 \text{ V} = -1.9 \text{ V}$ .

Le transistor se trouve bien en mode **Normal Direct**.

### Exercice 2

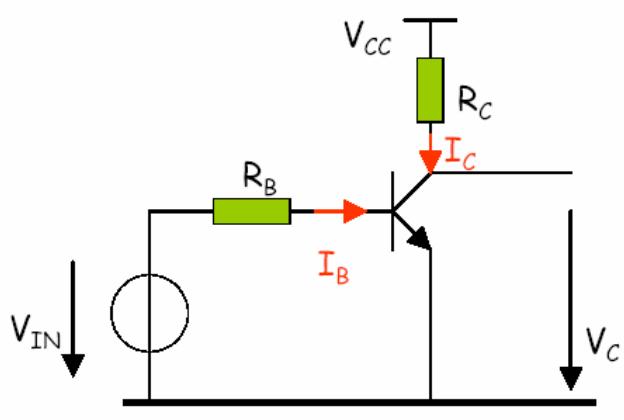
Soit la structure de la figure suivante. Sachant que  $V_{BE} = U_j$ , calculer les courants  $I_B$  et  $I_C$ , ainsi que les tensions  $V_B$  et  $V_C$ .

Valeurs numériques:

$$V_{IN} = 3.4 \text{ V} \quad U_j = 0.7 \text{ V}$$

$$R_C = 4.7 \text{ k}\Omega, R_B = 2.7 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 200 \quad V_{CC} = 10 \text{ V}$$



Soit  $V_{RB}$  la différence de potentiel aux bornes de  $R_B$  (définie dans le même sens que le courant  $I_B$ ).

Considérons la maille formée de  $V_{IN}$ ,  $R_B$  et de la jonction BE.

En appliquant Kirschhoff pour les mailles, nous avons :  $-V_{IN} + V_{RB} + U_j = 0$

$$V_{RB} = V_{IN} - U_j = 2.7 \text{ V} \quad \text{et} \quad I_B = \frac{V_{RB}}{R_B} = 1 \text{ mA}$$

Posons comme hypothèse favorable que le transistor est en mode **Normal Direct**, alors:

$$I_C = \beta \cdot I_B, \quad I_E = (\beta+1) I_B \approx I_C, \quad I_C = 200 \text{ mA}, \quad V_C = 10V - 0.2 \cdot 4700 = -930 \text{ V !!!}$$

Ceci est impossible: Le transistor se trouve donc en saturation, la jonction BC conduit,

$$V_{BC} = 0.7V \text{ et } V_E = V_C = 0V.$$

Il faut recalculer le courant  $I_C$  en considérant que lors de la saturation, la tension entre le collecteur et l'émetteur vaut quasi 0V.

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_C}{R_C} = \frac{V_{CC}}{R_C} = 2.1 \text{ mA} \quad \text{et} \quad I_E = I_C + I_B = 3.1 \text{ mA}$$

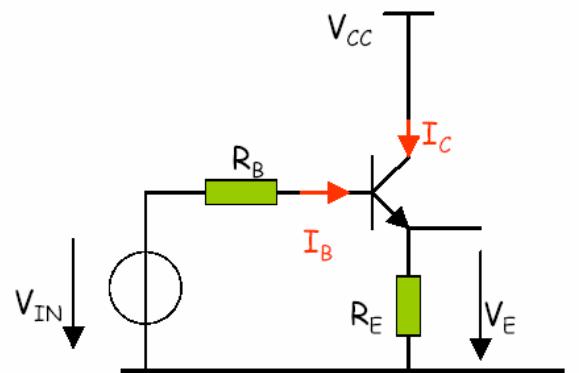
### Exercice 3

Soit la structure de la figure suivante. Sachant que  $V_{BE} = U_j$ , calculer les courants  $I_B$  et  $I_C$ , ainsi que les tensions  $V_B$  et  $V_E$ .

Valeurs numériques:

$$\begin{aligned} V_{IN} &= 5 \text{ V} & U_j &= 0.7 \text{ V} \\ R_E &= 1 \text{ k}\Omega & R_B &= 10 \text{ k}\Omega \\ \beta &= 200 & V_{CC} &= 10 \text{ V} \end{aligned}$$

Le transistor peut-il saturer?



On peut considérer la maille formée de  $V_{IN}$ ,  $R_B$ , de la jonction BE et de  $R_E$

En appliquant Kirschhoff pour les mailles, nous avons :  $V_{IN} = V_{RB} + U_j + V_E$

soit  $V_{IN} - U_j = V_{RB} + V_E = R_B \cdot I_B + R_E \cdot (I_E) = R_B \cdot I_B + R_E \cdot (\beta \cdot I_B)$  car on part du principe que  $I_E \sim I_C = \beta \cdot I_B$

$$\text{On a finalement} \quad I_B \cdot [R_B + \beta \cdot R_E] = V_{IN} - U_j$$

$$\text{Ou encore : } I_B = \frac{V_{IN} - U_j}{R_B + \beta \cdot R_E} = \frac{4.3}{210 \cdot 10^3} = 20.476 \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 4.095 \text{ mA}, \quad V_E = I_C \cdot R_E = 4.095 \text{ V}, \quad V_B = V_E + U_j = 4.795 \text{ V}$$

$V_{RB} = 0.205 \text{ V}$  pour une résistance de  $10\text{k}\Omega$

Le transistor ne peut pas saturer si  $V_{CC} > V_{IN}$ . En effet  $V_C$  vaut toujours  $V_{CC}$ , alors que  $V_B < V_{CC}$  ne peut atteindre  $V_C$ .

$V_{BC}$  est donc toujours négative ce qui est une condition suffisante

## EXERCICES

### Exercice 1: subtile

On propose le montage ci-contre:

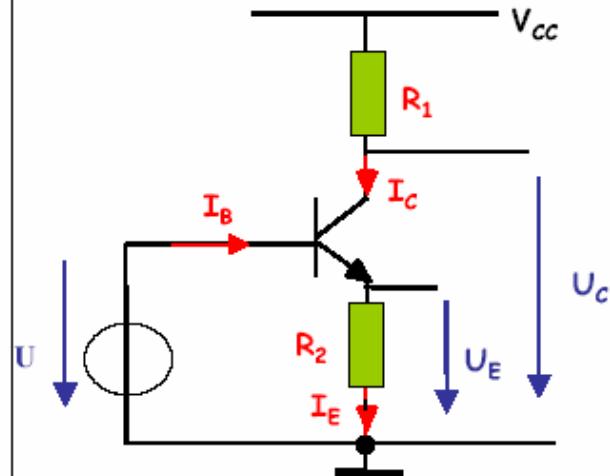
Avec:

$$U_j = 0.7 \text{ V}, V_{cc} = 10 \text{ V}$$

$$R_1 = 4.7 \text{ k}\Omega, R_2 = 2.7 \text{ k}\Omega, \beta = 200,$$

Sachant que  $U$  peut varier de 0 à 10V, tracer sur un même graphe:

$U$ ,  $U_c$  et  $U_E$



### Exercice 2: Difficile

On propose le montage ci-contre:

Avec:

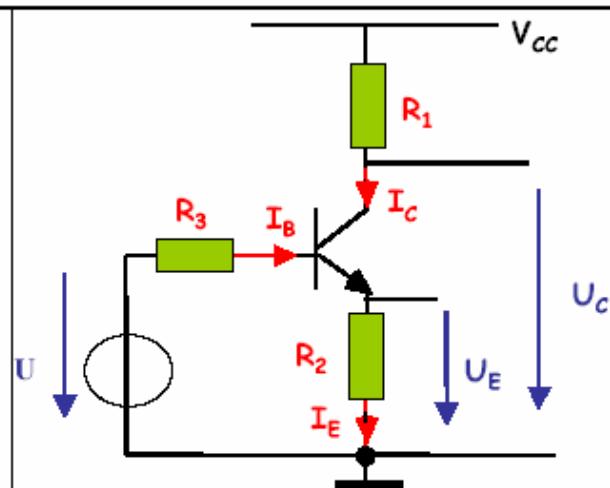
$$U_j = 0.7 \text{ V}, V_{cc} = 10 \text{ V}$$

$$R_1 = 4.7 \text{ k}\Omega, R_2 = 2.7 \text{ k}\Omega, R_3 = 200 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 200,$$

Sachant que  $U$  peut varier de 0 à 10V, tracer sur un même graphe:

$U$ ,  $U_c$  et  $U_E$



### Exercice 3

Soit la structure de la figure suivante.

Exprimer les courants  $I_B$  et  $I_C$ , ainsi que les tensions  $U_B$  et  $U_c$  selon deux démarches différentes:

a) en négligeant le courant de base

b) en tenant compte du courant de base

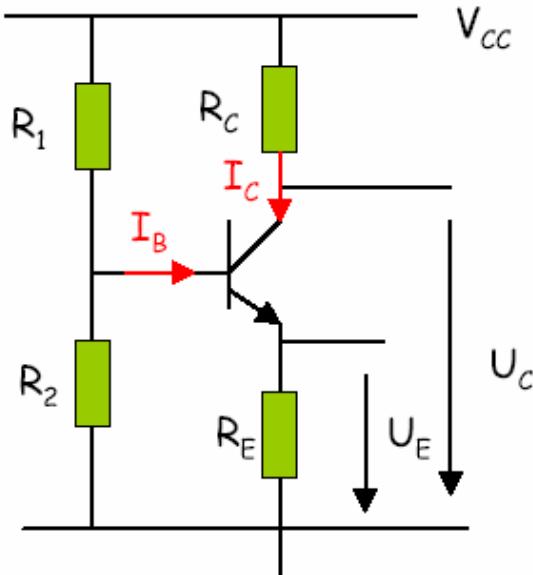
Pour quelles valeurs limites de résistances,  $R_1$  et  $R_2$ , le courant de base peut être effectivement négligé (erreur de 10% admissible)

Valeurs numériques:  $U = 3.4 \text{ V}$ ,  $U_j = 0.7 \text{ V}$ ,

$$R_1 = 66 \text{ k}\Omega, R_2 = 33 \text{ k}\Omega, R_c = 1 \text{ k}\Omega, R_E = 3 \text{ k}\Omega,$$

$$\beta = 100, V_{cc} = 10 \text{ V}$$

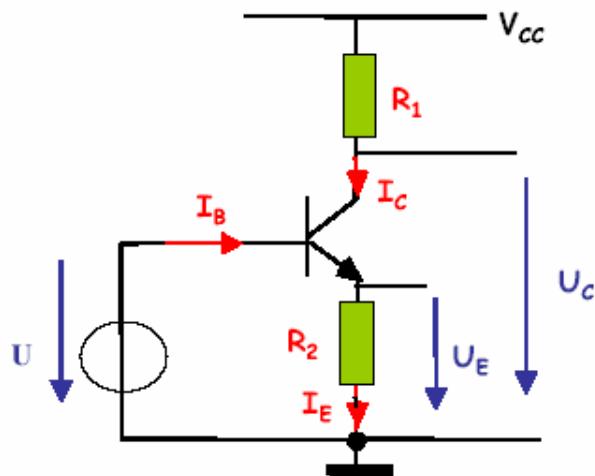
Quelle est la limite entre les modes linéaires et saturés



## CORRIGE

### Exercice 1: subtile

On propose le montage suivant:

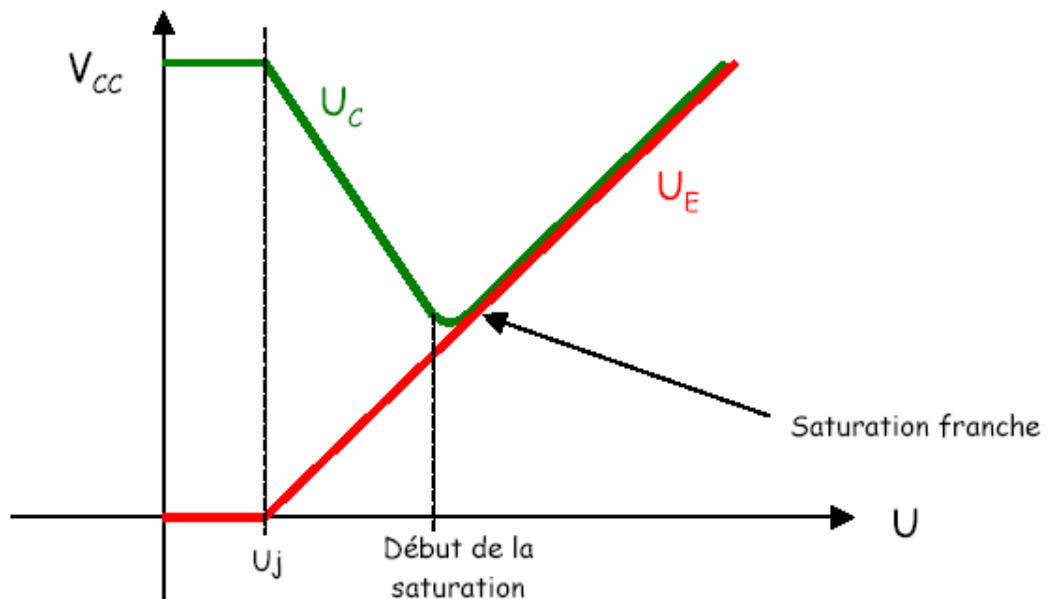


On donne:  $U_j = 0.7 \text{ V}$ ,  $R_1 = 4.7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 2.7 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 200$ ,  $V_{cc} = 10 \text{ V}$

Sachant que  $U$  peut varier de 0 à 10V, tracer sur un même graphe:

$U$ ,  $U_C$  et  $U_E$

L'allure des tensions  $U_C$  et  $U_E$  en fonction de  $U$  est représentée ci-dessous



### ANALYSE :

L'observation du graphe indique trois zones de fonctionnement :

1. Tant que  $U$  n'atteint pas  $U_j$ , le transistor est bloqué.  
Aucun courant ne circule, se traduisant par  $U_E = 0$  et  $U_C = V_{cc}$
2. Dès que  $U$  atteint  $U_j$ , le transistor fonctionne.  $U$  étant directement appliquée à la base du transistor,  $U_E$  suit l'évolution de  $U$  avec une différence de  $U_j$ .  $U_j$  correspond à la chute de tension de la diode  $D_{BE}$ .

Dans le même temps,  $U_C$  diminue de manière linéaire car

$$U_C = V_{CC} - R_1 * I_C \approx V_{CC} - R_1 * I_E = V_{CC} - R_1 * V_E / R_2 = V_{CC} - R_1 * (U - U_j) / R_2$$

Nous voyons que si la variable vaut  $U$ , il s'agit bien d'une fonction linéaire de la forme

$$-aU + b \text{ avec } a = R_1/R_2 \text{ et } b = V_{CC} + U_j * R_1/R_2$$

Lorsque le transistor est en saturation franche, la tension  $V_{CE} \approx 0$ .

Puisque  $U_E = U - U_j$ , alors  $U = U - U_j$

3. Le début de la saturation est obtenu lorsque  $U = U_C$ .  
soit  $U_C = U = V_{CC} - R_1 * (U - U_j) / R_2$

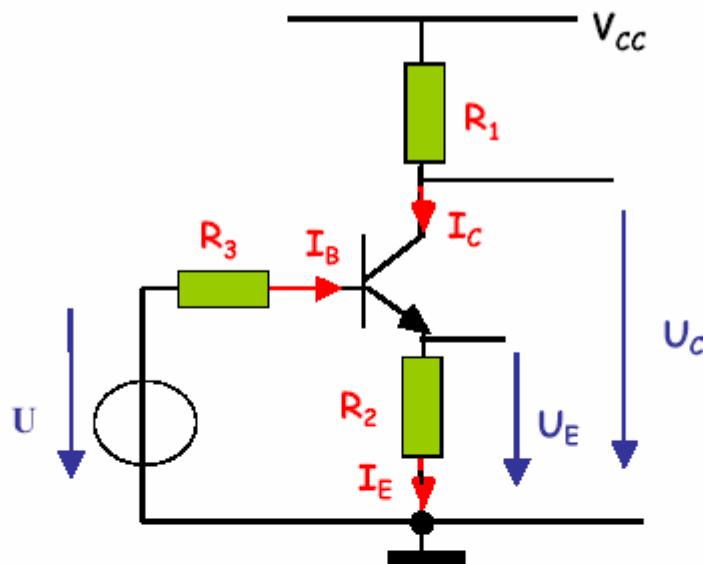
Nous en déduisons  $U * [1 + R_1/R_2] = V_{CC} + U_j * (R_1/R_2)$

$$\text{soit finalement: } U = [V_{CC} + U_j * (R_1/R_2)] / [1 + R_1/R_2] = (V_{CC} + U_j * 1.74) / 2.74 \approx 4.1 \text{ V}$$

$$\text{et, } U_E = 3.4 \text{ V}$$

## Exercice 2: Difficile

On propose le montage suivant:



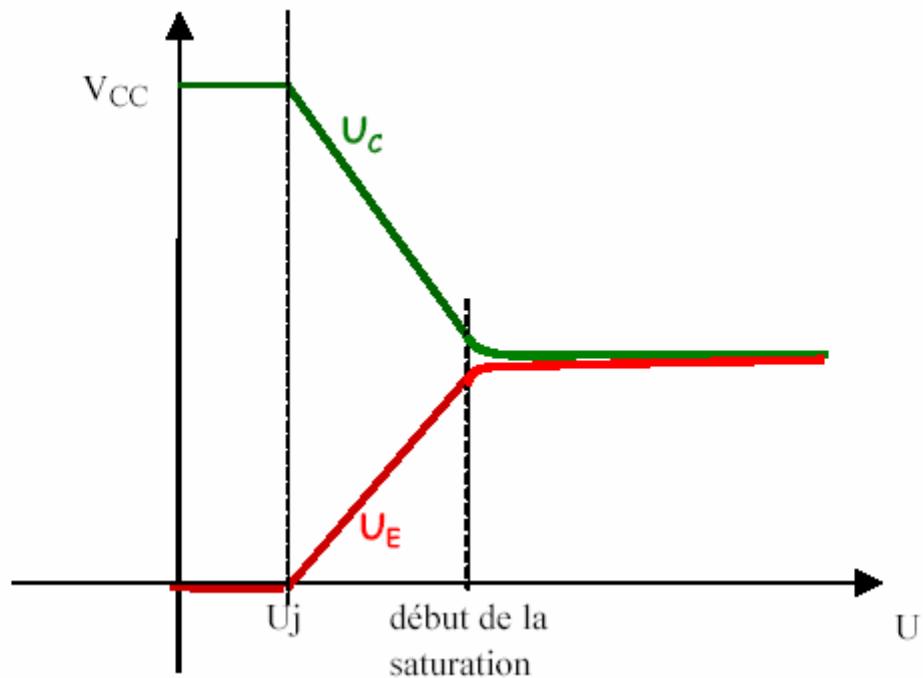
On donne:

$$U_j = 0.7 \text{ V}, R_1 = 4.7 \text{ k}\Omega, R_2 = 2.7 \text{ k}\Omega, R_3 = 200 \text{ k}\Omega, \beta = 200, V_{CC} = 10 \text{ V}$$

Sachant que  $U$  peut varier de 0 à 10V, tracer sur un même graphe:

$U$ ,  $U_C$  et  $U_E$

L'allure des tensions  $U_C$  et  $U_E$  en fonction de  $U$  est représentée ci-dessous



Le démarrage est comparable à l'exercice précédent: Tant que  $U$  n'atteint pas  $U_j$ , le transistor reste bloqué.  $U_E = 0$  et  $U_c = V_{CC}$

*Lorsque  $U$  atteint  $U_j$ , le transistor fonctionne mais  $U_E$  ne suit plus l'évolution de  $U$  avec une pente de 1, car  $U$  n'est plus connectée à la base.*

L'expression de  $U_E$  en fonction de  $U$  peut se déduire des relations suivantes:

$$U_E = R_2 \cdot I_C = R_2 \cdot \beta \cdot I_B \quad \text{ou} \quad I_B = U_E / R_2 \cdot \beta.$$

d'autre part  $U_E = U - R_3 \cdot I_B$      $U_j = U - R_3 \cdot U_E / R_2 \cdot \beta - U_j$

$$\text{en regroupant: } U_E \cdot (1 + R_3 / R_2 \cdot \beta) = U - U_j$$

soit finalement  $\boxed{U_E = (U - U_j) / (1 + R_3 / R_2 \cdot \beta)}$

Nous voyons que la pente est inférieure à 1 comme c'était le cas dans l'exercice précédent.

$$\text{Pour } U_C, \text{ on pose } U_C = V_{CC} - R_1 \cdot I_C = V_{CC} - R_1 \cdot \beta \cdot I_B$$

or  $I_B = U_E / R_2 \cdot \beta$  avec  $U_E = (U - U_j) / (1 + R_3 / R_2 \cdot \beta)$

soit  $I_B = (U - U_j) / (R_2 \cdot \beta + R_3)$

$$\boxed{U_C = V_{CC} - R_1 \cdot (U - U_j) / (R_2 \cdot \beta + R_3)}$$

C'est de nouveau une fonction linéaire de la forme  $-aU + b$ ,  
avec  $a = R_1 \cdot \beta / (R_2 \cdot \beta + R_3)$  et  $b = V_{CC} + R_1 \cdot \beta \cdot U_j / (R_2 \cdot \beta + R_3)$

Le calcul du début de la saturation est comparable au cas précédent.  
Il se manifeste lorsque  $U_B = U_C$   
Pour résoudre le problème, il faudrait résoudre le système suivant:

- $U_B = U_j + U_E = U_j + (U - U_j) / (1 + R_3 / R_2 \cdot \beta)$
- $U_C = V_{CC} - R_1 \cdot \beta \cdot (U - U_j) / (R_2 \cdot \beta + R_3)$

Il faut égaliser ces deux expressions. En regroupant  $U$  d'un côté et les termes constants de l'autre, on trouve alors

$$V_{CC} + U_j \left( \frac{\beta \cdot R_1 + \beta \cdot R_2}{R_3 + \beta \cdot R_2} - 1 \right) = U \left( \frac{\beta \cdot R_1 + \beta \cdot R_2}{R_3 + \beta \cdot R_2} \right) \text{ soit } U = \frac{V_{CC} + U_j \left( \frac{\beta \cdot R_1 + \beta \cdot R_2}{R_3 + \beta \cdot R_2} - 1 \right)}{\left( \frac{\beta \cdot R_1 + \beta \cdot R_2}{R_3 + \beta \cdot R_2} \right)}$$

A.N. On trouve  $\boxed{U = 5.35 \text{ V}}$  avec les valeurs proposées

Le graphe semble indiquer qu'en saturation franche, le niveau  $U_E = U_C$  ne bouge quasiment plus. Pour calculer cette tension il faudrait résoudre le système suivant basé sur des approximations:

- $U = I_B \cdot R_3 + U_j + (I_C + I_B) \cdot R_2$
- $V_{CC} = R_1 \cdot I_C + R_2 \cdot (I_C + I_B)$  avec en saturation franche  $I_C \neq \beta \cdot I_B$

Le développement est en fait inutile.

En effet, on constate que  $U_B$  vaut environ  $U_C$  à  $U_j$  près.

Donc le courant  $I_B$  a pour ordre de grandeur  $(U - U_B)/R_3$

ce courant  $I_B$  est beaucoup plus petit que  $I_C = (V_{CC} - U_C)/R_1$

$I_B$  reste donc négligeable et  $U_C$  ne va quasiment plus évoluer :

$$\boxed{U_C = U_E = V_{CC} \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = 3.65 \text{ V}}$$

### Exercice 3

Soit la structure de la figure suivante.

Exprimer les courants  $I_B$  et  $I_C$ , ainsi que les tensions  $U_B$  et  $U_C$  selon deux démarches différentes:

a) en négligeant le courant de base

b) en tenant compte du courant de base

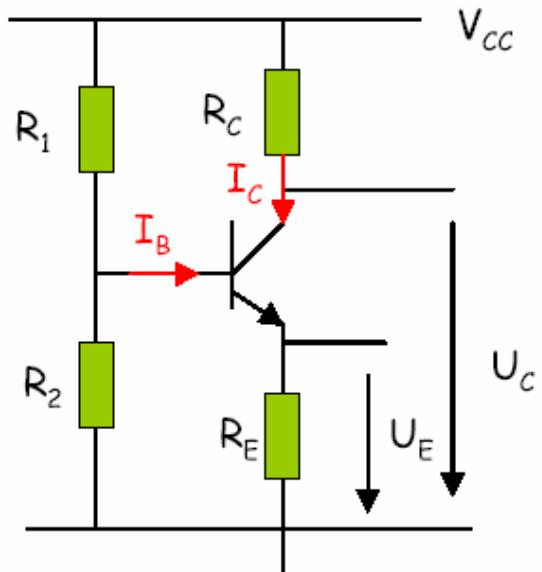
Pour quelles valeurs limites de résistances,  $R_1$  et  $R_2$ , le courant de base peut être effectivement négligé (erreur de 10% admissible)

Valeurs numériques:  $U = 3.4 \text{ V}$ ,  $U_j = 0.7 \text{ V}$ ,

$R_1 = 66 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 33 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 3 \text{ k}\Omega$ ,

$\beta = 100$ ,  $V_{CC} = 10 \text{ V}$

Quelle est la limite entre les modes linéaires et saturés



- a) Si on néglige le courant de base, alors la tension  $V_B$  est donnée directement par  $V_{CC}$ ,  $R_1$  et  $R_2$   
 $\boxed{V_B = V_{CC} * R_2 / (R_1 + R_2) = 3.3 \text{ V}}$

La suite des paramètres est ensuite simple à calculer:

- $U_E = V_B - U_j = 2.6 \text{ V}$
- $I_C = U_E/R_E = 2.6/3 = 0.866 \text{ mA}$
- et finalement  $U_C = V_{CC} - R_C * I_C = 10V - 0.866V = 9.134 \text{ V}$

b) Si le courant  $I_B$  n'est pas négligeable, alors la tension  $V_B$  dépend de  $V_{CC}$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ , mais aussi  $R_E$ .  
 Posons  $V_B = V_{CC} - R_1 \cdot I_1 = R_2 \cdot I_2 = U_j + R_E \cdot I_C = U_j + R_E \cdot \beta I_B$   
 (on considère que  $I_E \approx I_C$ , ce qui représente une erreur de  $1/\beta = 0.5\%$ ).

$$I_1 = (V_{CC} - V_B)/R_1, I_2 = V_B/R_2$$

D'après Kirschoff, nous avons aussi:  $I_1 = I_2 + I_B$ . ou encore  $I_B = I_1 - I_2$

$$V_B = U_j + R_E \cdot \beta(I_1 - I_2) = U_j + R_E \cdot \beta[(V_{CC} - V_B)/R_1 - V_B/R_2]$$

$$V_B[1 + \beta R_E/R_1 + \beta R_E/R_2] = V_{CC}(\beta R_E/R_1) + U_j$$

$$V_B = [V_{CC}(\beta R_E/R_1) + U_j]/[1 + \beta R_E/R_1 + \beta R_E/R_2] \approx 3.07 \text{ V}$$

L'erreur obtenue en négligeant  $I_B$  est donc inférieure à 10%

Pour que  $I_B$  soit négligeable, il faut que l'erreur ne dépasse pas 10%

L'ordre de grandeur de  $I_B = I_C/\beta \approx 8.66 \mu\text{A}$  ( $I_C \approx V_E/R_E$ ) si on prend les valeurs calculées lorsque  $I_B$  était négligeable.

C'est à dire que le courant qui traverse la branche  $R_1$  et  $R_2$  soit 10 fois plus grand, soit  $86.6 \mu\text{A}$

$$I_1 \approx V_{CC}/(R_1 + R_2) \text{ ou encore } R_1 + R_2 = V_{CC}/I_1 = 115 \text{ K}\Omega$$

$$R_1 \approx 76 \text{ K}\Omega \text{ et } R_2 \approx 38 \text{ K}\Omega.$$

Le transistor est saturé lorsque  $V_B \geq V_C$ .

$V_C = V_{CC} - R_C \cdot I_C$ . La limite de saturation est obtenue lorsque  $V_C = 3.3 \text{ V}$

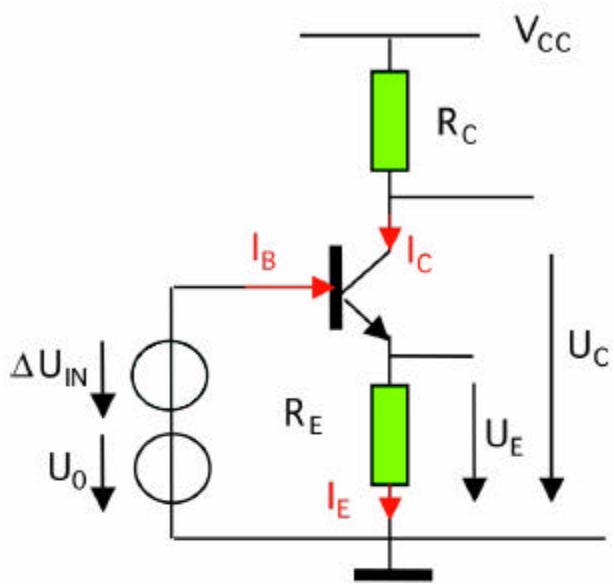
Cela nous donne le courant  $I_C = (V_{CC} - V_C)/R_C = 6.7 \text{ mA}$ .

## EXERCICES

### Exercice 1

Soit le montage ci-contre

- Sachant que  $U_{BE} = U_j$ , calculer le point de repos ( $\Delta U_{IN}=0$ ) c.à.d. les courants  $I_B$ ,  $I_E$  et  $I_C$ , ainsi que les tensions  $U_E$  et  $U_C$ . Quel est le mode de fonctionnement du transistor ?
- Déterminer  $g_m$  et  $g_{be}$  et dessiner le schéma pour accroissements (petits signaux) du montage.
- Déterminer le gain  $G_1 = \Delta U_E / \Delta U_{IN}$  et  $G_2 = \Delta U_C / \Delta U_{IN}$ .



A.N.:  $U_0 = 4.6$  V,  $U_j = 0.7$  V,  $R_C = 4.7$  kΩ,  $R_E = 3.9$  kΩ,  $\beta = 200$ ,  $V_{CC} = 10$  V

### Exercice 2

Reprendre les deux dernières diapositives du cours (16 et 17), appliquer les deux recettes de cuisine et comparer les gains obtenus pour ces deux montages. On propose les valeurs suivantes:

- $R_C = 200$  Ω,  $R_B = 100$  kΩ,  $\beta = 200$ ,  $V_{CC} = 10$  V
- $V_{10} = 3.3$  V, et  $v_1(t)$  un sinus de 10 mV d'amplitude

### Exercice 3

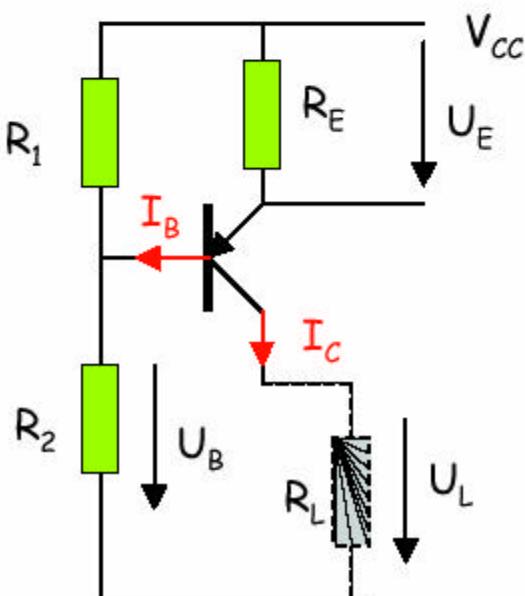
Soit la structure de la figure suivante.

- Sachant que  $U_{EB} = U_j$  et en négligeant  $I_B$ , montrer que le courant  $I_C$  ne dépend pas de la charge  $R_L$  (source de courant), puis vérifier l'hypothèse.

- Quelle est la valeur maximale de  $R_L$ ?

Application numérique:

$$\begin{aligned}\beta &= 200 & U_j &= 0.7 \text{ V} \\ R_1 &= 8.2 \text{ k}\Omega & V_{CC} &= 10 \text{ V} \\ R_2 &= 5.6 \text{ k}\Omega & R_E &= 2.7 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$



## Exercice 1

Remarque : Dans la suite de l'exercice, on note indifféremment  $\Delta U$  et  $u$ .

Ainsi  $\Delta U_{BE}$  ou  $u_{BE}$  expriment la même chose.

- a) Dans cette phase nous nous intéressons uniquement à la polarisation du montage aussi  $\Delta U_{IN} = u_{IN} = 0$

Grâce à Kirschoff nous en déduisons que  $U_0 = U_E + U_j$

Ou encore  $U_E = 3,9 \text{ V}$

D'autre part,  $I_E = U_E/R_E = 1 \text{ mA}$  et  $I_B = I_C/\beta = 5 \mu\text{A}$

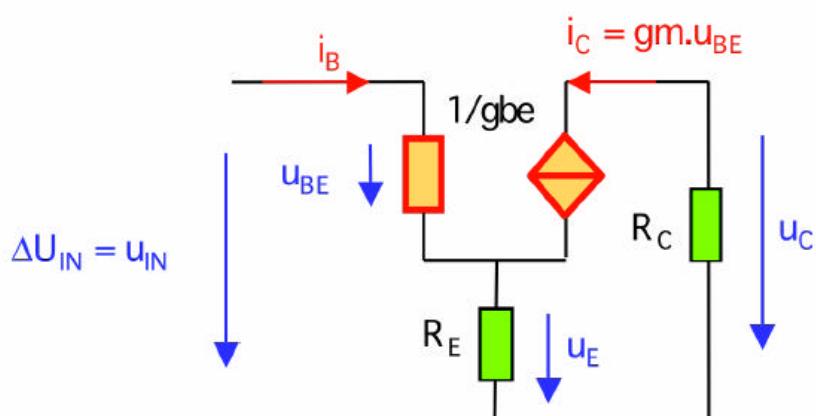
De plus  $I_C = \beta I_E / (\beta + 1) \approx 1 \text{ mA}$  et  $U_C = V_{cc} - R_C I_C \approx 5,3 \text{ V}$

En comparant  $U_C$  et  $U_B$  nous pouvons déduire que le transistor fonctionne dans le **mode normal**.

- b) Grâce à la phase de polarisation, nous pouvons évaluer comment le transistor est « conditionné » et en déduire les paramètres petits signaux :

$$g_m = I_C/U_T = 3,85 \cdot 10^{-2} \text{ A/V} \quad \text{et} \quad g_{be} = g_m/\beta = 192,3 \text{ A/V}$$

En remplaçant le transistor par son modèle petits signaux et on complétant l'environnement du transistor (en court-circuitant les alimentations) nous obtenons le schéma dit « pour accroissement » du montage complet :



avec

- $\Delta U_C = u_C = -R_C \cdot \beta \cdot i_B$
- $\Delta U_E = u_E = (i_C + i_B) \cdot R_E = (\beta + 1) \cdot i_B \cdot R_E$
- $\Delta U_{IN} = u_{IN} = u_E + u_{BE}$

c) Pour calculer les gains en tension, il est recommandé d'exprimer les tensions avec la loi d'Ohm (R.I). Ces expressions mettront alors en évidence des rapports de résistances

On veut calculer  $G_1 = \frac{\Delta U_E}{\Delta U_{IN}}$  or

- $\Delta U_E = u_E = (\beta + 1) \cdot i_B \cdot R_E$
- $\Delta U_{IN} = u_{IN} = u_E + u_{BE} = (\beta + 1) \cdot i_B \cdot R_E + i_B \cdot 1/gbe$
- $\Delta U_{IN} = i_B \cdot [(\beta + 1) \cdot R_E + 1/gbe]$

soit finalement  $G_1 = \frac{\Delta U_E}{\Delta U_{IN}} = \frac{(\beta + 1) \cdot R_E}{(\beta + 1) \cdot R_E + 1/gbe} \approx 1$

car  $1/gbe$  vaut environ  $5\text{k}\Omega$  alors que  $\beta \cdot R_E$  vaut  $780\text{k}\Omega$

D'autre part,  $G_2 = \frac{\Delta U_C}{\Delta U_{IN}}$  avec

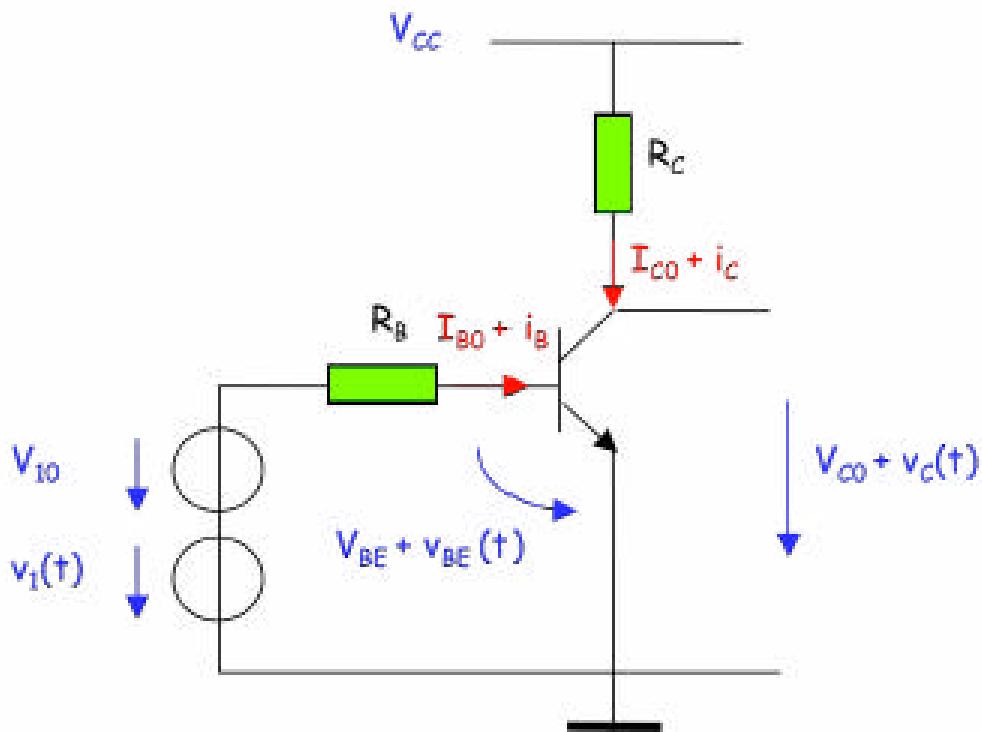
- $\Delta U_C = u_C = -R_C \cdot \beta \cdot i_B$
- $\Delta U_{IN} = i_B \cdot [(\beta + 1) \cdot R_E + 1/gbe]$

soit finalement  $G_2 = \frac{\Delta U_C}{\Delta U_{IN}} = \frac{-\beta \cdot R_C}{(\beta + 1) \cdot R_E + 1/gbe} \approx -1.2$

Le signe négatif montre qu'il y a un déphasage de  $180^\circ$  entre l'entrée  $u_{IN}$  et la sortie  $u_C$ . Le gain en module est en revanche « ridicule » car il n'y a quasiment pas d'amplification.

## Exercice 2

On propose d'analyser le gain du montage suivant (dia 16 du cours)



La méthodologie se développe en trois phases :

### Φ1 - Polarisation:

On part de l'hypothèse que le transistor est en mode actif direct (hypothèse à vérifier ultérieurement).

Les paramètres à calculer sont  $I_{BO}$ ,  $I_{CO}$  et  $V_{CO}$

On peut déjà poser que  $V_{EO} = 0V$  (par construction) et  $V_{BO} = V_{EO} + Uj = 0.7V$

On en déduit que:

- $I_{BO} = \frac{V_{IO} - Uj}{R_B} = 26 \mu A$
- $I_{CO} = \beta I_B = 5.2 mA$
- $V_{CO} = V_{CC} - R_C I_C = 8.96 V$

Avec cette valeur de  $V_C$ , on peut affirmer que le transistor, en polarisation, fonctionne dans le mode **actif direct**

### Remarque:

Cette valeur de  $V_C$  nous donne une indication intéressante.

En effet, si des variations  $v_C(t)$  se manifestent à la sortie, nous savons que la tension au collecteur ne peut dépasser deux limites:

- $V_{CC}$ , la limite supérieure (sinon il y a écrêtage du signal) et
- $Uj$ , la limite inférieure (sinon le transistor sature).

Pour avoir à la sortie une variation d'amplitude maximale, celle-ci doit donc avoir:

- une amplitude crête - crête de  $V_{CC} - U_j = 9.3$  V, ou encore
- Une amplitude de  $(V_{CC} - U_j)/2 = 4.65$  V

ce qui signifie que la tension moyenne (obtenue avec la polarisation) doit valoir  $V_{COOPTIMALE} = (V_{CC} + U_j)/2 = 5.35$  V

Or, on a calculé que  $V_{C0} = 8.96$  V, ce qui est assez éloigné de la valeur optimale.

Avec cette valeur de  $V_{C0}$ , l'amplitude maximale est limitée soit

- par l'amplitude positive  $V_{CC} - V_{C0} = 1.04$  V
- ou par l'amplitude négative,  $V_{C0} - U_j = 8.26$  V

Le pire cas est l'amplitude positive qui donne 1.04 V

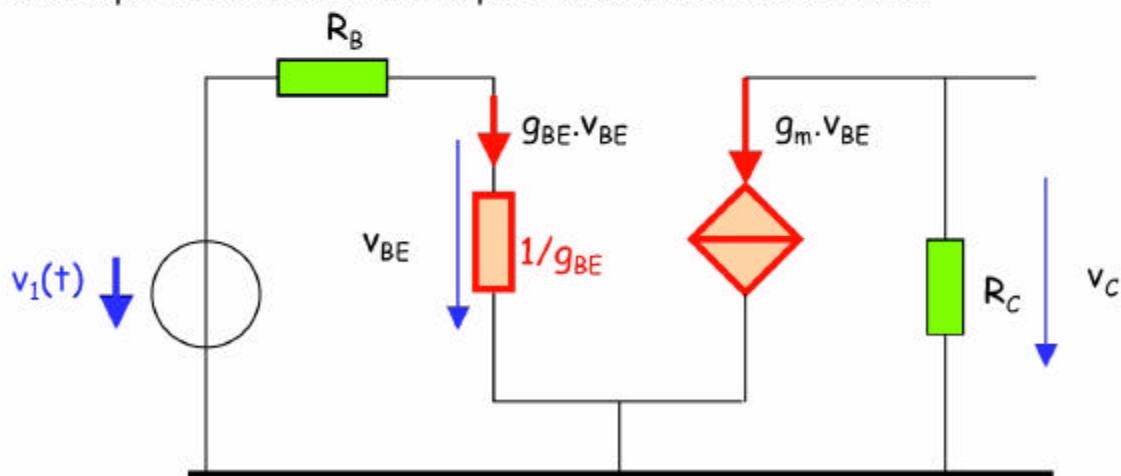
On peut calculer la valeur de la résistance qui donnerait une valeur optimale  $R_C = (V_{CC} - V_{COOPTIMALE})/I_{C0} = 894 \Omega$

## Φ2 - Paramètres petits signaux (gm et gbe):

On exploite directement les formules vues en cours pour calculer les paramètres petits signaux :

- $gbe = \frac{gm}{\beta} = 10^{-3} \Omega^{-1}$  ou encore,  $\frac{1}{gbe} = 10^3 \Omega$
- $gbe = \frac{gm}{\beta} = 10^{-3} \Omega^{-1}$  ou encore,  $\frac{1}{gbe} = 10^3 \Omega$

On dispose alors du schéma pour accroissement suivant:



- On a substitué le transistor par son modèle ( $gm$  et  $1/gbe$ )
- On a rajouté les deux résistances  $R_C$  et  $R_B$
- A noter que  $R_C$  est aussi reliée à la masse, car pour les variations,  $V_{CC}$  n'a aucune contribution

### Φ3 - Calcul des variations:

On travaille directement sur le schéma pour accroissement précédent. On va développer puis commenter les calculs en trois étapes:

- 1) Observons le rapport d'amplitude (gain) entre  $v_C$  et  $v_{BE}$ .  $v_C$  correspond à la tension aux bornes de la résistance  $R_C$ .

Soit  $v_C = R_C \cdot (-gm \cdot v_{BE})$  (Attention le courant et la tension sont de sens opposés)

On en déduit le gain  $A_{V1} = v_C/v_{BE} = -gm \cdot R_C = -40$

Commentaires: Le signe précise uniquement qu'il y a un déphasage entre  $v_{BE}$  et  $v_C$ . Par contre, un gain de 40 indique qu'il y a amplification.

*On note que si on avait pris la résistance optimale de 894 Ω, nous aurions obtenu un gain plus important encore (-179)*

- 2) Observons le rapport d'amplitude entre  $v_1(t)$  et  $v_{BE}$ .  $v_1(t)$  est le signal à l'entrée que l'on veut amplifier.

Le rapport  $A_{V2} = v_{BE}/v_1$  est obtenu directement par l'observation du diviseur résistif:

$$A_{V2} = \frac{1/gbe}{R_B + 1/gbe} = \frac{10^3}{10^3 + 10^5} \approx 10^{-2}$$

On constate que ce gain est en fait une très forte atténuation.

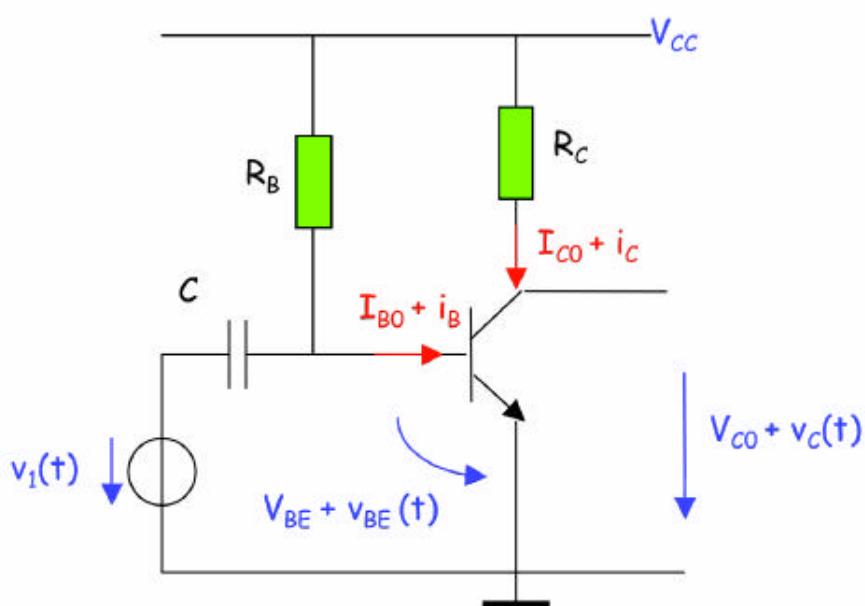
- 3) Le gain effectif global  $A_{V0} = v_C/v_1 = A_{V1} * A_{V2} = -0.4$

Globalement il y a bien amplification, mais celle-ci est de très mauvaise qualité, globalement il s'agit même d'une atténuation.

*On note qu'avec la résistance optimale de 894 Ω, nous aurions obtenu un gain de -1.79 qui aurait à peine représenté une amplification.*

On apprend grâce aux techniques de polarisation, à améliorer significativement ce gain.

On propose d'analyser le gain du montage suivant (dia 17 du cours)

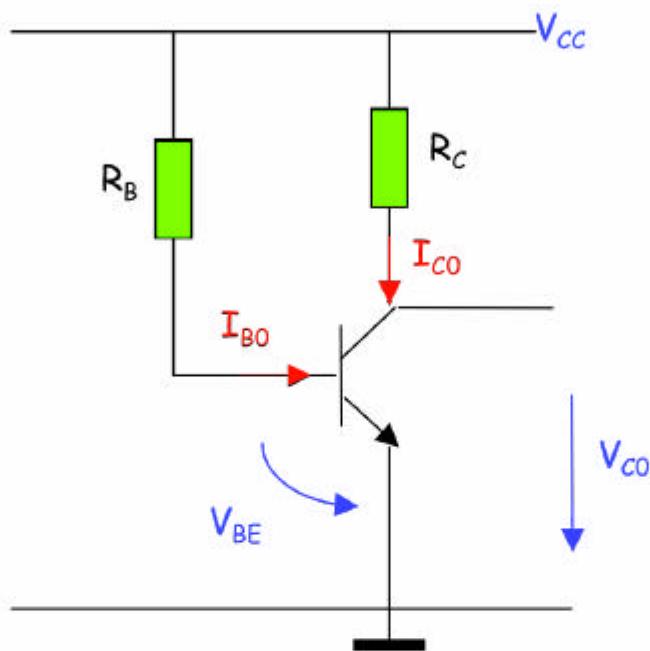


La méthodologie se développe encore en trois phases :

### Φ1 - Polarisation:

On part de l'hypothèse que le transistor est en mode actif direct.

Pour l'analyse de la polarisation (en DC), on considère le condensateur comme un circuit ouvert et les variations nulles. Le montage est réduit au schéma ci-dessous :



Les paramètres à calculer sont  $I_{B0}$ ,  $I_{C0}$  et  $V_{C0}$

On peut déjà poser que  $V_{E0} = 0V$  (par construction) et  $V_{B0} = V_{E0} + U_j = 0.7V$

On en déduit que:

- $I_{B0} = \frac{V_{cc} - U_j}{R_B} = 93 \mu A$
- $I_{C0} = \beta I_B = 18.6 mA$
- $V_{C0} = V_{cc} - R_C I_C = 6.28 V$

Avec cette valeur de  $V_C$ , on peut affirmer que le transistor, en polarisation, fonctionne dans le mode **actif direct**

### Remarque:

Cette valeur est plus proche de la tension optimale

$$V_{COOPTIMALE} = (V_{cc} + U_j)/2 = 5.35 V$$

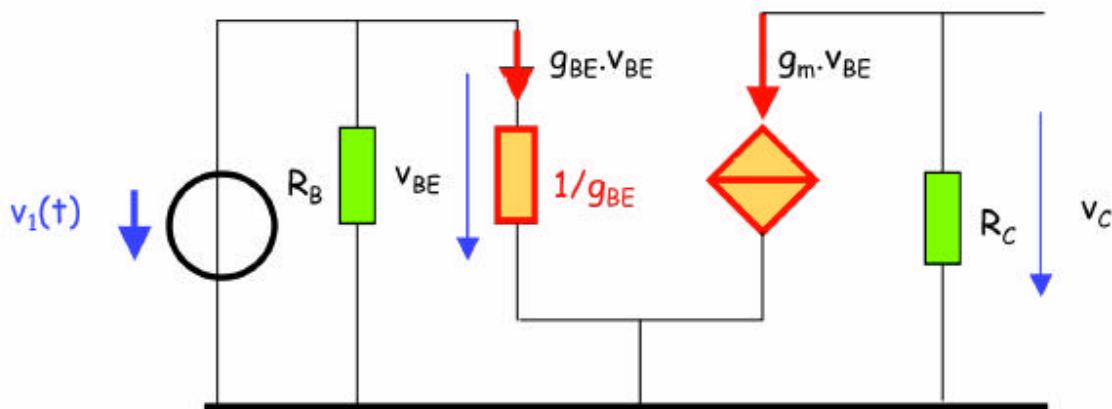
On a amélioré cette situation sans toucher à la résistance  $R_C$  mais en augmentant le courant  $I_{C0}$  (grâce à la polarisation)

## Φ2 - Paramètres petits signaux (gm et gbe):

On peut calculer les paramètres petits signaux :

- $gm = \frac{I_{C0}}{U_T} = 0.715 \Omega^{-1}$
- $gbe = \frac{gm}{\beta} = 3.56 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$  ou encore,  $\frac{1}{gbe} = 280 \Omega$

On dispose alors du schéma pour accroissement suivant:



- On a substitué le transistor par son modèle ( $gm$  et  $1/gbe$ )
- On a rajouté les deux résistances  $R_C$  et  $R_B$
- A noter que  $R_C$  est aussi reliée à la masse, car pour les variations,  $V_{CC}$  n'a aucune contribution
- A noter aussi que  $R_B$  est en parallèle avec  $1/gbe$  et non plus en série comme précédemment ce qui va influencer significativement le gain global.

## Φ3 - Calcul des variations:

On travaille directement sur le schéma pour accroissement ci-dessus.

On va développer puis commenter les calculs en deux étapes:

- 1) Observons le rapport d'amplitude (gain) entre  $v_C$  et  $v_{BE}$ .  $v_C$  correspond à la tension aux bornes de la résistance  $R_C$ .

Soit  $v_C = R_C \cdot (-gm \cdot v_{BE})$  (Attention le courant et la tension sont de sens opposés)

On en déduit le gain  $A_{v1} = v_C / v_{BE} = -gm \cdot R_C = -143$

Commentaires: Le signe précise uniquement qu'il y a un déphasage entre  $v_{BE}$  et  $v_C$ . Par contre, un gain de -143 est important.

- 2) Observons le rapport d'amplitude entre  $v_1(t)$  et  $v_{BE}$ .  $v_1(t)$  est le signal à l'entrée que l'on veut amplifier.

Le rapport  $A_{V2} = v_{BE}/v_1 = 1$  car  $v_1(t)$  est directement appliqué sur la base (grâce à la présence de la capacité de couplage)

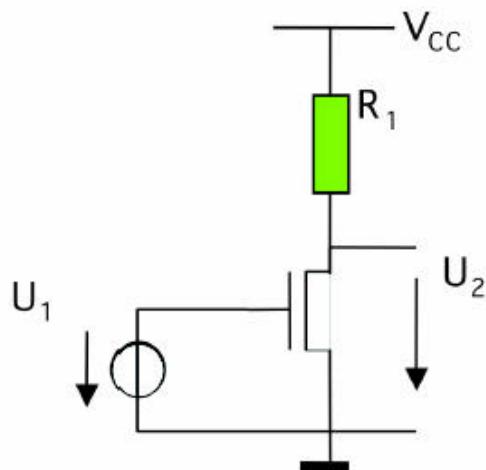
### 3) Le gain effectif global $A_{V0} = v_C/v_1 = A_{V1} * A_{V2} = -143$

Globalement il y a bien amplification.

## EXERCICES SUR MOS

### Exercice 1

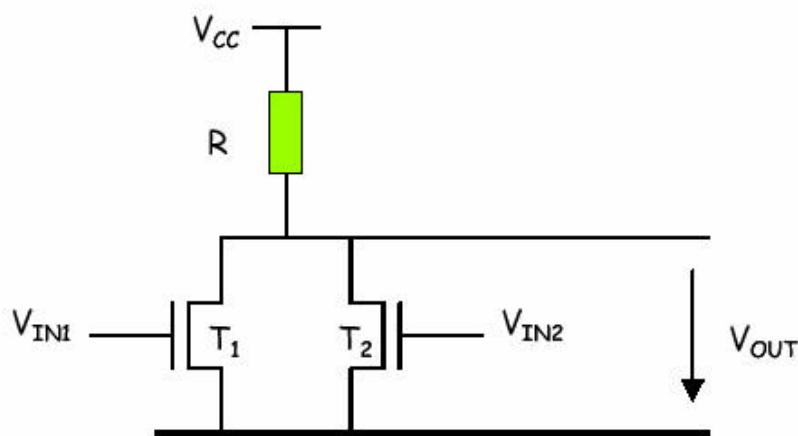
Soit le montage de la figure suivante utilisant un transistor MOS.



1. Pour quelles valeurs de  $U_1$  le transistor ne conduit-il pas?
2. Quelle est la condition sur  $U_2$  pour que le MOS soit en saturation?
3. Dessiner dans un plan  $(U_1; U_2)$  l'allure de la courbe  $U_2 = f(U_1)$  en précisant les différentes zones de fonctionnement du transistor.
4. Calculer avec les modèles donnés en cours les points limites entre les différentes zones de fonctionnement.

Application numérique:  $V_T = 0.5 \text{ V}$   $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$   $K = 50 \mu\text{A/V}^2$   $V_{CC} = 4.5 \text{ V}$

### Exercice 2

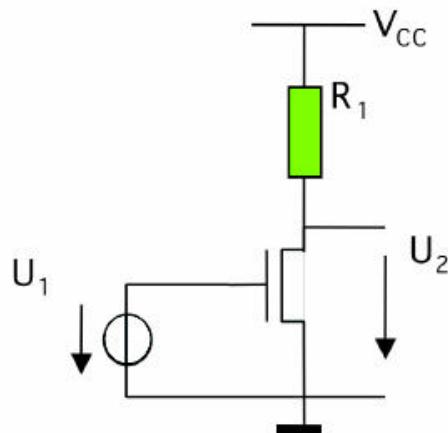


$$V_{CC} = 5 \text{ V}, V_T = 0.5 \text{ V}, K_1 = K_2 = 50 \mu\text{A/V}^2$$

- 1) On donne  $V_{IN1} = 5 \text{ V}$  et  $V_{IN2} = 0 \text{ V}$ .
  - Quel est le mode de fonctionnement de chaque transistor ?
  - Déterminer R pour avoir  $V_{OUT} = 2 \text{ V}$ .
- 2) On donne  $V_{IN1} = 5 \text{ V}$  et  $V_{IN2} = 5 \text{ V}$ .
  - Quel est le mode de fonctionnement de chaque transistor ?
  - En gardant le même R, calculer  $V_{OUT}$ .
- 3) On donne  $V_{IN1} = 1 \text{ V}$  et  $V_{IN2} = 1 \text{ V}$ .
  - Quel est le mode de fonctionnement de chaque transistor ?

## CORRIGE

**Exercice 1 :** On propose le montage suivant :



On donne :  $V_T = 0.5 \text{ V}$   $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$   $K = 50 \mu\text{A}/\text{V}^2$   $V_{CC} = 4.5 \text{ V}$

1. Pour quelles valeurs de  $U_1$  le transistor ne conduit-il pas?

C'est une simple définition du cours . Il faut que  $U_1 < V_T$

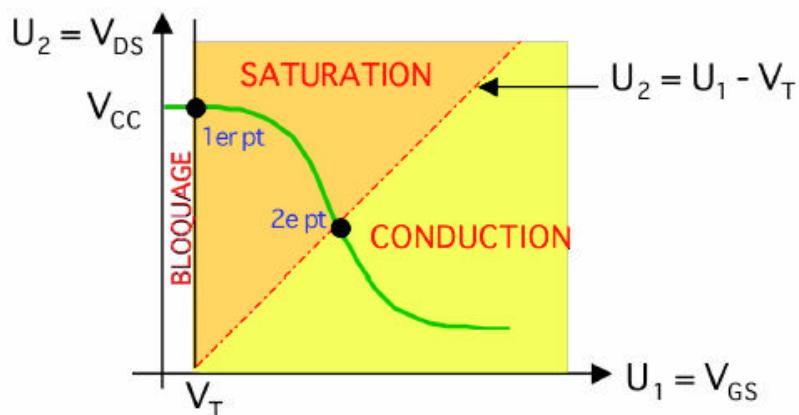
$U_1$  correspond à la tension  $V_{GS}$  définie dans le cours.

2. Quelle est la condition sur  $U_2$  pour que le MOS soit en saturation?

Ici encore, il s'agit d'une définition du cours : Il faut que  $U_2 > U_1 - V_T$

$U_2$  correspond à la tension  $V_{DS}$  définie dans le cours, et  $U_1 - U_T = V_{GS} - V_T$  correspond à la limite de la saturation

3. Dessiner dans un plan ( $U_1$ ;  $U_2$ ) l'allure de la courbe  $U_2 = f(U_1)$  en précisant les différentes zones de fonctionnement du transistor.



Il y a trois zones de fonctionnement décrites sur le plan, définies avec des conditions spécifiques :

- Zone de Blocage : lorsque  $U_1 < V_T$
- Zone de Saturation : lorsque  $U_1 > V_T$  et  $U_2 > U_1 - V_T$  (droite séparant les deux plans de saturation et de conduction)
- Conduction : lorsque  $U_1 > V_T$  et  $U_2 < U_1 - V_T$

L'allure des courbes peut être déterminée grâce aux équations du cours :

- Dans la zone bloquée, le courant est nul, il n'y a donc pas de courant traversant  $R_1$  et donc pas de chute de potentiel (nous sommes sur un « **plat** »).  $U_2 = V_{CC}$
- Dans la zone saturée, le courant s'exprime sous la forme :

$$I_D = \frac{K}{2} \cdot (V_{GS} - V_T)^2 = \frac{K}{2} \cdot (U_1 - V_T)^2$$

A noter que K ou  $\beta$  signifient la même chose

L'allure de  $U_2$  est facile à interpréter car nous avons l'équation :

$$U_2 = V_{DS} = V_{CC} - R_1 \cdot I_D = V_{CC} - R_1 \cdot \frac{K}{2} \cdot (U_1 - V_T)^2$$

Nous voyons bien que  $U_2$  est fonction de  $U_1$  et que l'allure de cette fonction est une parabole négative ce qui est cohérent avec la courbe précédente.

- Dans la zone linéaire, le courant s'exprime sous la forme :

$$I_D = K \cdot V_{DS} \cdot \left( V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2} \right) = K \cdot U_2 \cdot \left( U_1 - V_T - \frac{U_2}{2} \right)$$

**ATTENTION : L'allure de  $U_2$  est plus difficile à interpréter et ce qui suit n'est qu'informatif .**

Nous posons l'équation :

$$U_2 = V_{DS} = V_{CC} - R_1 \cdot I_D = V_{CC} - R_1 \cdot K \cdot U_2 \cdot \left( U_1 - V_T - \frac{U_2}{2} \right)$$

C'est une équation du second degré :

$$R_1 K \cdot U_2^2 - U_2 \left[ 1 + R_1 K (U_1 - V_T) \right] + V_{CC} = 0$$

$$\text{de la forme : } aU_2^2 - bU_2 + c = 0$$

qui admet deux racines :

$$U_{21} = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \text{ et } U_{22} = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \text{ ou encore}$$

$$U_{21} = \frac{1 + R_1 K (U_1 - V_T) + \sqrt{(1 + R_1 K (U_1 - V_T))^2 - 4V_{CC} R_1 K}}{2R_1 K} \text{ et}$$

$$U_{22} = \frac{1 + R_1 K (U_1 - V_T) - \sqrt{(1 + R_1 K (U_1 - V_T))^2 - 4V_{CC} R_1 K}}{2R_1 K}$$

les racines sont des fonctions de  $U_1$

En effectuant un développement limité de la racine carrée (développement limité au premier ordre), nous trouverions que  $U_2$  a la forme  $1/X$  ( $1/U_1$ ), ce qui est compatible avec l'allure obtenue .

En effet :

$$U_{22} = \frac{1 + R_1 K (U_1 - V_T) - \sqrt{(1 + R_1 K (U_1 - V_T))^2 - 4 V_{CC} R_1 K}}{2 R_1 K} =$$

$$\frac{\left[ 1 + R_1 K (U_1 - V_T) \right] - \left[ 1 + R_1 K (U_1 - V_T) \right] \cdot \sqrt{1 - \frac{4 V_{CC} R_1 K}{\left[ 1 + R_1 K (U_1 - V_T) \right]^2}}}{2 R_1 K}$$

de la forme :  $\frac{\alpha - \alpha \sqrt{1 - \frac{\beta}{\alpha^2}}}{\lambda} \approx \frac{\alpha - \alpha + \frac{1}{2} \alpha \frac{\beta}{\alpha^2}}{\lambda} = \frac{1}{2} \frac{\beta}{\lambda} \cdot \frac{1}{\alpha}$

or  $\alpha = 1 + R_1 K (U_1 - V_T)$  ce qui donne bien la forme :  $\frac{1}{U_1}$

4. Calculer avec les modèles donnés en cours les points limites entre les différentes zones de fonctionnement.

1<sup>er</sup> point : limite entre blocage et saturation:  $\mathbf{U_1 = V_T}$

2<sup>ème</sup> point: Trois courbes passent par ce point :

- Nous sommes à la limite de la zone de saturation et l'équation  $U_2 = V_{DS} = V_{CC} - R_1 \cdot I_D = V_{CC} - R_1 \cdot \frac{K}{2} \cdot (U_1 - V_T)^2$  est toujours valable
- Nous sommes aussi à la limite de la zone de linéaire et l'équation  $U_2 = V_{DS} = V_{CC} - R_1 \cdot I_D = V_{CC} - R_1 \cdot K \cdot U_2 \cdot \left( U_1 - V_T - \frac{U_2}{2} \right)$  est aussi valable
- Enfin, les plans sont séparés par l'équation de la droite qui passe aussi par ce point :  $U_2 = U_1 - V_T$

Il suffit d'égaliser deux courbes pour calculer les coordonnées de ce point. Celle de la zone linéaire est trop complexe :

Nous gardons donc :

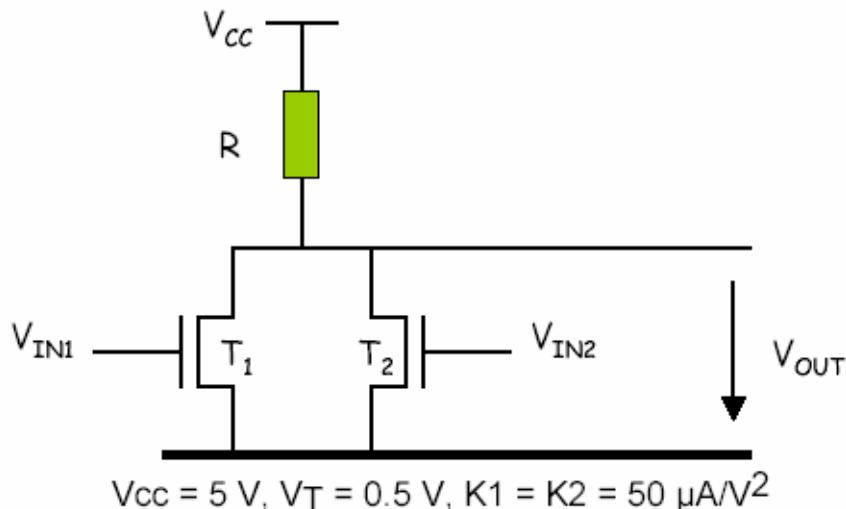
$$\left. \begin{array}{l} U_2 = V_{CC} - R_1 \frac{K}{2} (U_1 - V_T)^2 \\ U_2 = U_1 - V_T \end{array} \right\} \text{ce qui donne } U_1 - V_T = V_{CC} - R_1 \frac{K}{2} (U_1 - V_T)^2$$

de la forme :  $X = V_{CC} - R_1 \frac{K}{2} (X)^2$  où  $X = U_1 - V_T = \frac{-1 + \sqrt{1 + 2 R_1 K V_{CC}}}{R_1 K}$

Ce qui donne finalement la limite entre saturation et conduction:

$\mathbf{U_2 = U_1 - V_T = 2.69V \text{ et } U_1 = 3.19V}$

**Exercice 2:** On propose le montage suivant



1) On donne  $V_{IN1} = 5 \text{ V}$  et  $V_{IN2} = 0 \text{ V}$ .

- Quel est le mode de fonctionnement de chaque transistor ?
- Déterminer R pour avoir  $V_{OUT} = 2 \text{ V}$ .

Dans ces conditions, il est clair que le transistor **T<sub>2</sub> est bloqué**, alors que le transistor **T<sub>1</sub> conduit**.

Reste à savoir si T<sub>1</sub> conduit dans le mode saturé ou linéaire.

On part du principe que  $V_{OUT} = 2 \text{ V}$ .

Nous avons alors:

$$V_{IN1} - V_T = V_{GS1} - V_T = 4.5 \text{ V} = V_{DSsat} = V_{OUTsat} > V_{OUT} = 2 \text{ V}$$

Cette condition indique que **le transistor est dans le mode linéaire**.

Posons les équations:

$$I_{DS} = K \cdot V_{DS} \cdot \left( V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2} \right) = 350 \mu\text{A}$$

La résistance nécessaire pour garantir une tension de sortie  $V_{OUT} = 2 \text{ V}$  vaut alors

$$R = \frac{(V_{cc} - V_{DS})}{I_{DS}} = 8.57 \text{ k}\Omega$$

2) On donne  $V_{IN1} = 5 \text{ V}$  et  $V_{IN2} = 5 \text{ V}$ .

- Quel est le mode de fonctionnement de chaque transistor ?
- En gardant le même R, calculer  $V_{OUT}$ .

Il est "**probable**" que le courant total absorbé par les deux transistors sera plus élevé que dans le cas précédent. La chute de potentiel sera donc plus importante, ce qui se traduira par  $V_{OUT} < 2 \text{ V}$

Dans ces conditions, les deux transistors se retrouveront dans **la zone linéaire de conduction**.

On part du principe que les deux transistors sont identiques.

$$I_{DSTotal} = 2 I_{DS} = 2 \cdot K \cdot V_{DS} \cdot (V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2})$$

$$\text{soit : } V_{DS} = V_{CC} - R \cdot I_{DSTotal} = V_{CC} - 2 \cdot R \cdot K \cdot V_{DS} \cdot (V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2})$$

ce qui nous donne une équation du second degré:

$$R \cdot K \cdot V_{DS}^2 - [2 \cdot R \cdot K \cdot (V_{GS} - V_T) + 1] V_{DS} + V_{CC} = 0$$

de la forme  $ax^2 + bx + c = 0$

avec  $a = R \cdot K = 0.428$ ,  $b = -[2 \cdot R \cdot K \cdot (V_{GS} - V_T) + 1] = -4.856$  et  $c = V_{CC} = 5$

Nous avons deux racines de la forme:

$$V_{DS1} = \frac{-b + \sqrt{\Delta}}{2a} = 10.24 \text{ V} \quad (\text{ce qui est impossible, puisque } V_{CC} = 5 \text{ V})$$

$$V_{DS2} = \frac{-b - \sqrt{\Delta}}{2a} = 1.102 \text{ V (ce qui est OK)}$$

3) On donne  $V_{IN1} = 1 \text{ V}$  et  $V_{IN2} = 1 \text{ V}$ .

- Quel est le mode de fonctionnement de chaque transistor ?
- En gardant le même R, calculer  $V_{OUT}$ .

Avec ces conditions, les deux transistors vont conduire, puisque  $V_{GS} > V_T$ , mais il est probable qu'ils fonctionneront dans le mode saturé.

Le plus simple est d'admettre cette hypothèse, car les équations dans ce mode sont plus simples à résoudre.

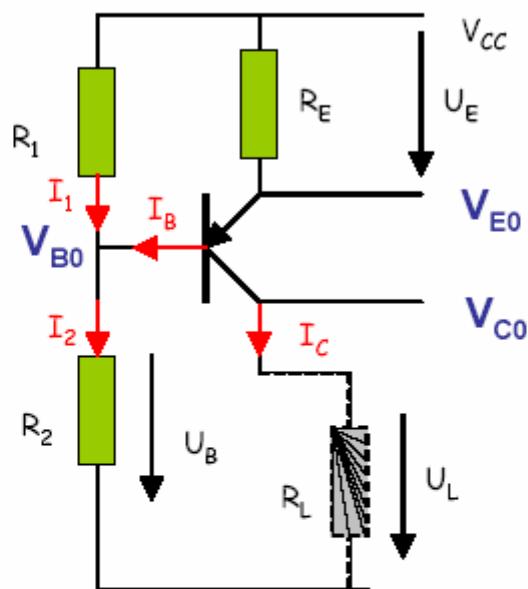
$$\text{Soit } I_{DS1} = I_{DS2} = \frac{K}{2} (V_{GS} - V_T)^2$$

$$I_{DSTotal} = 2 I_{DS1} = K \cdot (V_{GS} - V_T)^2$$

$$\text{Or } V_{DS} = V_{CC} - R \cdot I_{DSTotal} = V_{CC} - 2 \cdot R \cdot I_{DS} = V_{CC} - R \cdot K \cdot (V_{GS} - V_T)^2 = 4.893 \text{ V}$$

**Ce qui est la preuve que  $V_{DS} = 4.893 \text{ V} > V_{DSsat} = V_{GS} - V_T = 0.5 \text{ V}$**

### Exercice 3



Attention à ne pas confondre  $U_E$  aux bornes de  $R_E$  et  $V_{E0}$  tension à l'émetteur

- a) Soit  $I_1$  le courant circulant dans  $R_1$  et  $I_2$  le courant circulant dans  $R_1$

Nous allons faire la double hypothèse que:

- $I_B$  est négligeable devant  $I_1$  et  $I_2$
- Le transistor est dans le mode actif direct

La première hypothèse sera vérifiée lorsque les résultats numériques des courants seront obtenus. Pour la seconde hypothèse, il faudra se reporter au point b) où l'on cherchera justement le domaine dans lequel cette hypothèse est valable

Si  $I_B$  est négligeable, on peut considérer que  $I_1 = I_2$  et donc que la tension  $V_{B0}$  se calcule à partir d'un simple diviseur résistif.

$$V_{B0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = 4.06 \text{ V}$$

D'autre part, la diode  $D_{EB}$  conduit car elle est placée dans une branche où la tension à ses bornes vaut  $V_{CC}$ , donc bien supérieure à  $U_j$

$$V_{E0} (\text{tension à l'émetteur}) = V_{B0} + U_j = 4.76 \text{ V}$$

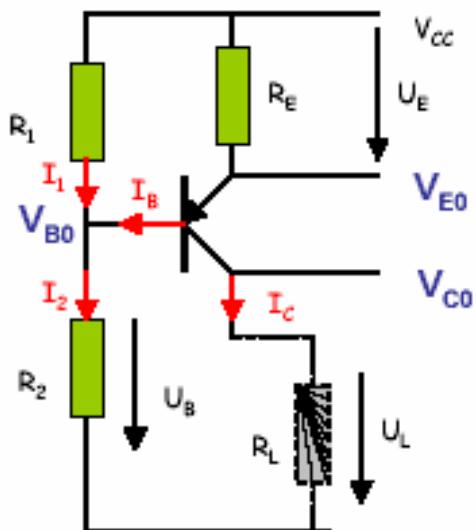
$$U_E (\text{tension aux bornes de } R_E) = V_{CC} - V_{E0} = 5.24 \text{ V}$$

De la tension  $U_E$  aux bornes de  $R_E$ , on peut calculer le courant  $I_E$  qui est quasiment égal à  $I_C$  puisque  $I_B$  négligeable.

$$I_C \approx I_E = \frac{U_E}{R_E} = 1,94 \text{ mA}$$

On constate que l'expression de  $I_C$  peut encore s'écrire:

### Exercice 3



Attention à ne pas confondre  $U_E$  aux bornes de  $R_E$  et  $V_{E0}$  tension à l'émetteur

- a) Soit  $I_1$  le courant circulant dans  $R_1$  et  $I_2$  le courant circulant dans  $R_1$

Nous allons faire la double hypothèse que:

- $I_B$  est négligeable devant  $I_1$  et  $I_2$
- Le transistor est dans le mode actif direct

La première hypothèse sera vérifiée lorsque les résultats numériques des courants seront obtenus. Pour la seconde hypothèse, il faudra se reporter au point b) où l'on cherchera justement le domaine dans lequel cette hypothèse est valable

Si  $I_B$  est négligeable, on peut considérer que  $I_1 = I_2$  et donc que la tension  $V_{B0}$  se calcule à partir d'un simple diviseur résistif.

$$V_{B0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{cc} = 4.06 \text{ V}$$

D'autre part, la diode D<sub>EB</sub> conduit car elle est placée dans une branche où la tension à ses bornes vaut  $V_{cc}$ , donc bien supérieure à  $U_j$

$$V_{E0} (\text{tension à l'émetteur}) = V_{B0} + U_j = 4.76 \text{ V}$$

$$U_E (\text{tension aux bornes de } R_E) = V_{cc} - V_{E0} = 5.24 \text{ V}$$

De la tension  $U_E$  aux bornes de  $R_E$ , on peut calculer le courant  $I_E$  qui est quasiment égal à  $I_C$  puisque  $I_B$  négligeable.

$$I_C \approx I_E = \frac{U_E}{R_E} = 1,94 \text{ mA}$$

On constate que l'expression de  $I_C$  peut encore s'écrire:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{B0} - Uj}{R_E} = \frac{V_{CC} - V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - Uj}{R_E} = \frac{V_{CC} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - Uj}{R_E}$$

L'expression ne dépend pas de  $R_L$ . On a bien une source de courant qui est indépendante de la charge  $R_L$

On peut vérifier la première hypothèse:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \approx 9,66 \mu A$$

$$I_B = \frac{V_{cc}}{R_1 + R_2} = 0,725 \text{ mA} \quad >> \quad I_B \approx 9,7 \mu A \quad \Rightarrow \text{Hypothèse vérifiée}$$

Pour vérifier la seconde hypothèse, il est nécessaire de calculer  $V_{C0}$  et donc de connaître la valeur de la résistance  $R_L$ . C'est l'objet de la question suivante.

b) Il faut que le transistor reste en mode actif Direct, c'est à dire pour un PNP:

$$V_{B0} \geq V_{C0} = U_L = I_C R_L$$

La condition limite qui assure encore ce mode est obtenue lorsque :

$$I_C R_L = V_{B0}$$

$$\text{d'où l'on extrait } R_L = \frac{V_{B0}}{I_C} = \boxed{2,1 \text{ k}\Omega}$$

Cette valeur de  $R_L$  est évidemment la **limite maximale**, sinon la jonction base-collecteur devient passante et le transistor entre en saturation.