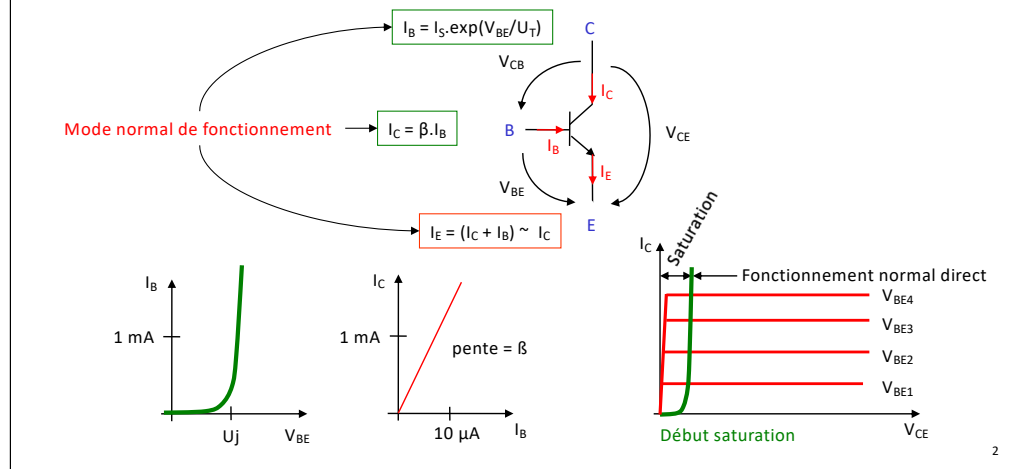


Commentaires réadaptés pour Elec I

Le présent cours est une introduction à l'analyse petits signaux du transistor et son exploitation pour réaliser des amplificateurs. Les mécanismes d'observation, d'explication, de modélisation et d'exploitation sont comparables à ceux étudiés avec la diode. Un certain nombre de rappels sur la diode (pour l'analyse petits signaux) et sur le bipolaire seront donc nécessaires.

Rappel : Courbes et formulations essentielles

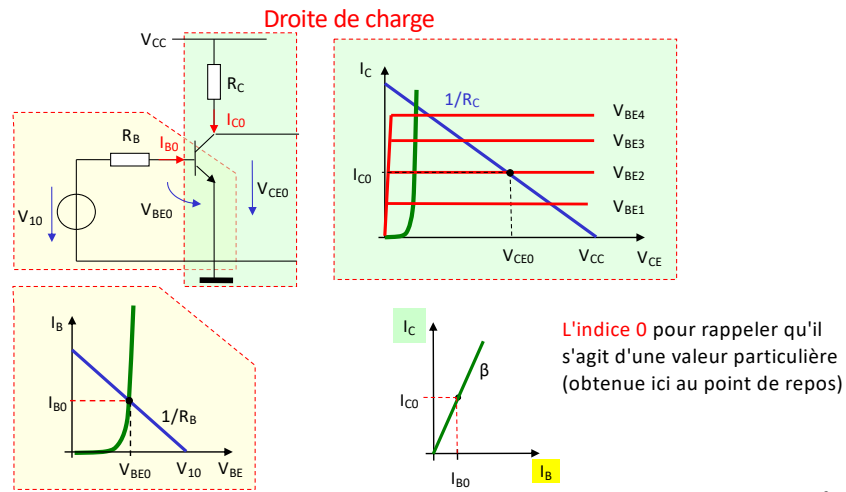


Au cours des chapitres précédents, nous avons pu analyser le comportement du bipolaire à partir:

- d'un certain nombre de lois exploitables lorsque le bipolaire est dans le mode normal de fonctionnement
- de l'observation d'un certain nombre de courbes caractéristiques:
 - $I_B = f(V_{BE})$, $I_C = f(I_B)$, $I_C = f(V_{CE})$. A noter que, $I_C = f(V_{BE})$ se déduit très facilement de $I_B = f(V_{BE})$ qui est une loi exponentielle et de $I_C = f(I_B)$ qui est une loi linéaire.

Les observations montrent que le paramètre I_C dépend de plusieurs autres paramètres. Il y a donc une interaction entre plusieurs paramètres que nous décrivons ultérieurement de manière graphique.

Montage de base: Interprétation graphique



3

L'exploitation de la notion de droite de charge s'est montrée très utile pour étudier qualitativement (et comprendre) le comportement d'un montage de base pour la diode.

En est-il de même avec le transistor?

Le transistor véhicule deux courants qui nous intéressent: I_C et I_B .

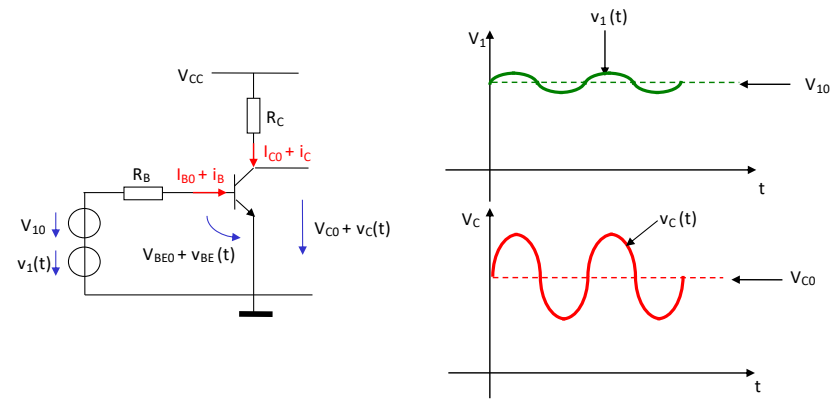
Nous pouvons séparer le montage global en deux zones:

- la boucle qui inclut I_B (avec R_B et la jonction BE) et
- la boucle qui inclut I_C (avec R_C et la "zone" CE)

Dans chacune de ces boucles nous pouvons observer des caractéristiques de courants I_B et I_C . I_B dépend de la diode BE et de la résistance R_B alors que I_C dépend de la "zone" CE (tension V_{CE}) et de la résistance R_C . Dans chacune des boucles, l'analyse graphique met en évidence des points de polarisation (intersection entre la caractéristique du dispositif non linéaire et de la droite de charge).

Une troisième caractéristique nous intéresse aussi, beaucoup plus simple et mettant en relation I_C et I_B . En fait nous allons essayer de faire cohabiter ces trois caractéristiques au sein d'un même graphique pour mettre en évidence l'interaction entre les différents paramètres.

Montage de base: Observations DC + AC



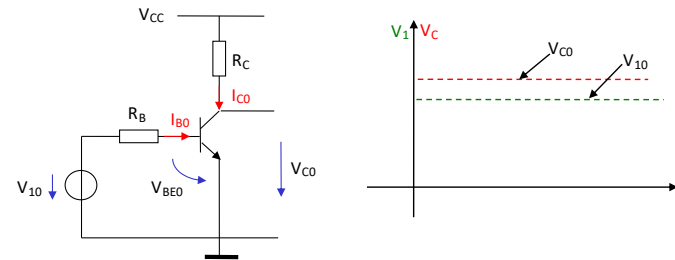
A-t-on une superposition du DC et de l'AC???

4

Dans des conditions similaires (tension d'entrée variable superposée à une tension continue), on observe un phénomène de nature différente. Une petite variation à l'entrée se traduit par de grandes variations à la sortie. Il y a eu amplification, alors qu'avec la diode il s'agissait d'une atténuation.

Peut-on exploiter les mêmes principes que pour la diode et développer un modèle de transistor pour les variations: **OUI!!!!!!**

Observation sans variations



Intuitivement il y a bien superposition du DC et de l'AC

Attention à bien vérifier que $V_{C0} > V_{BE0}$, sinon mode saturé

5

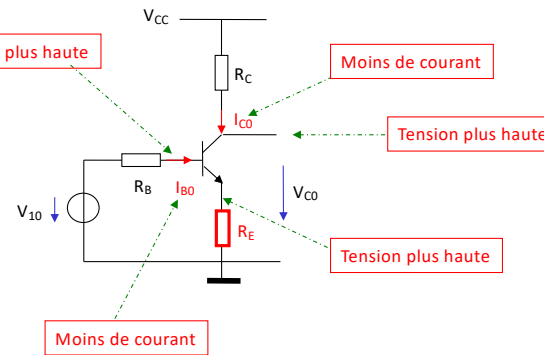
Séparons l'analyse DC de l'AC.

En appliquant une tension d'entrée V_{10} , nous voyons qu'à la sortie nous obtenons une tension V_{C0} qui dépend évidemment de V_{10} :

$$V_{C0} = V_{CC} - R_C \cdot I_{C0} = V_{CC} - R_C \cdot \beta \cdot I_{B0} = V_{CC} - R_C \cdot \beta \cdot (V_{10} - U_j) / R_B = f(V_{10}).$$

On note que la diode qui donnait toujours environ U_j à la sortie (à ses bornes)

Petite variante qualitative : Résistance à l'émetteur



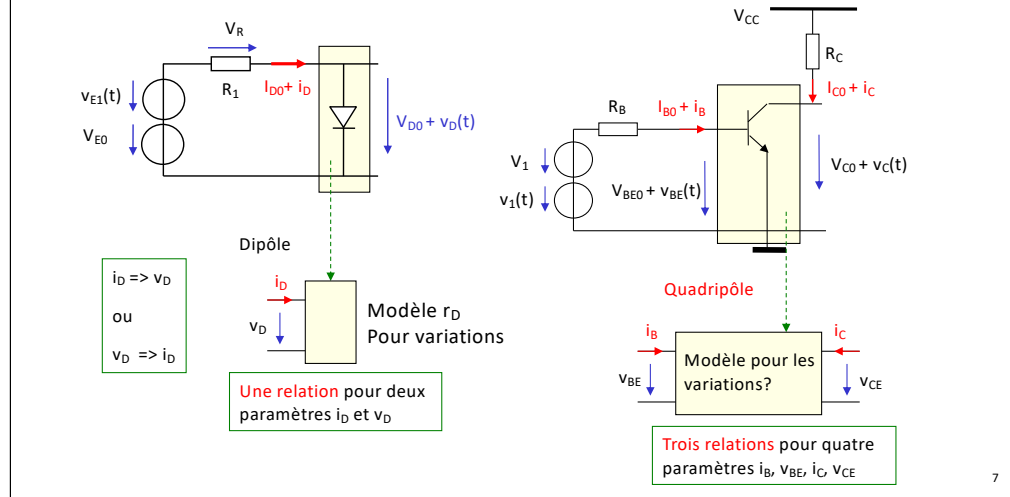
6

Ouvrons une petite parenthèse pour montrer que l'analyse est à peine différente si nous rajoutons une résistance à l'émetteur (utile pour éviter l'emballement thermique du transistor).

Par déduction logique on peut affirmer que:

- 1) la tension de base va monter: $(V_{B0} = U_j + V_{E0})$.
- 2) Le courant I_{B0} va donc diminuer: $I_{B0} = (V_{10} - V_{B0})/R_B$.
- 3) Le courant I_{C0} va donc diminuer: $I_{C0} = \beta \cdot I_{B0}$
- 4) La tension V_{C0} va monter: $V_{C0} = V_{CC} - R_C \cdot I_{C0}$

Première comparaison entre montages à diode et transistor

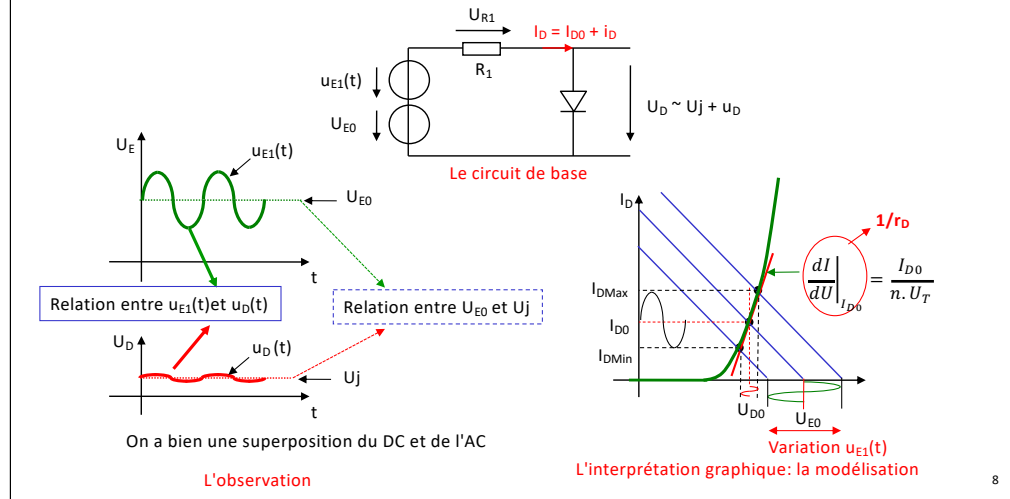


Nous verrons qu'il sera possible d'obtenir une recette de cuisine aussi simple pour l'analyse du montage à transistor, mais celle-ci repose sur des observations un peu plus élaborées.

En effet le transistor est un dispositif plus complexe qui est peut être assimilé à un quadripôle, alors que la diode est considérée comme un dipôle.

Avec la diode nous nous intéressons au couple (i_D, v_D) alors qu'avec les transistors, nous analysons deux couples fortement liés (i_B, v_{BE}) et (i_C, v_{CE}) .

Rappel interprétation graphique pour la diode



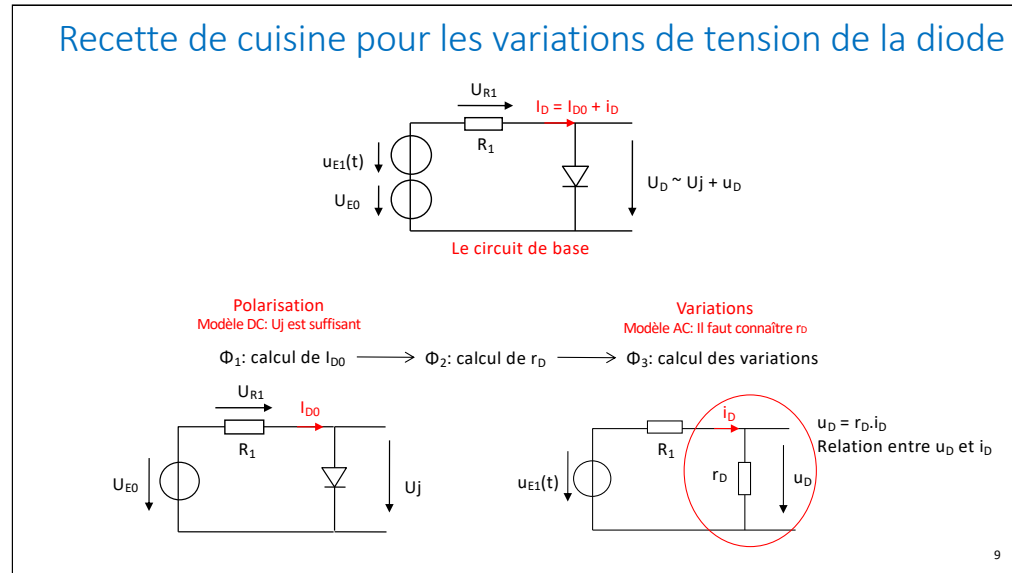
L'analogie avec le montage de base à diode est très utile conceptuellement.

Pour rappel:

- On applique une tension d'entrée superposant une valeur continue et une valeur alternative.
Il faut que la diode soit toujours conductrice ($V_{EMIN} > U_J$). On observa alors de faibles variations autour de U_J .
- Ces variations que nous avons appris à quantifier, sont facilement interprétées graphiquement.
 - Dessin de différentes droites de charge (U_{EMIN} , U_{E0} , U_{EMAX})
 - Plusieurs intersections entre les droites de charges et la loi fondamentale du comportement de la diode.
 - Analyse des projections des trois points d'intersection sur l'axe des U_D et sur l'axe des I_D . Ces projections nous donnent la polarisation (point de repos de la diode) et les variations en courant et en tension pour la diode.

On note que les variations aux bornes de la diode sont très faibles. Nous avons alors démontré que le calcul des variations en courant pouvait être obtenu assez fidèlement à partir de la projection des U_D sur l'axe des I_D (et réciproquement) via la tangente calculée au point de polarisation. La tangente exprime un comportement linéaire comparable à celui d'une résistance. Nous en avons déduit qu'il était possible de modéliser la diode par une résistance lorsque des variations lui sont appliquées.

Recette de cuisine pour les variations de tension de la diode



A partir de ces observations, il a été possible de décrire une recette de cuisine permettant d'analyser et de quantifier les variations. Cette recette est basée sur le théorème de superposition, car la modélisation de la diode ne fait appel qu'à des éléments linéaires (modèle de tension U_j pour le continu) et modèle de résistance pour les variations.

Phase Φ_1 : Polariser la diode.

On en déduit le courant $I_0 = (U_{E0} - U_j)/R_1$

Phase Φ_2 : Calculer la résistance r_D de la diode.

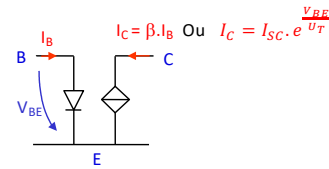
$$r_D = nU_j/I_0$$

Phase Φ_3 : Quantifier les variations

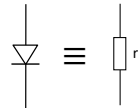
$$u_D(t) = u_{E1}(t) \cdot r_D / (R_1 + r_D)$$

Étude des variations avec deux approches

- **Approche intuitive** basée sur une combinaison:
 - Le premier modèle du bipolaire vu la semaine dernière



- Or, le modèle de la diode pour les variations



- Approche basée sur **l'interprétation graphique**

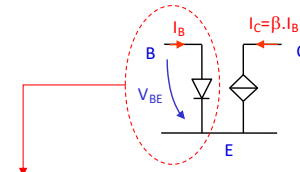
10

Deux approches vont nous permettre de modéliser le transistor pour les variations.

1. La première consiste à s'inspirer de la recette de cuisine appliquée à la diode et en montrant l'analogie entre les deux dispositifs (diode et transistor bipolaire)
2. La seconde méthode reprend l'analyse dès le départ en exploitant l'interprétation graphique du comportement du transistor

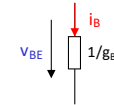
Et pour le transistor? [1]

Modèle de base pour la diode D_{BE}



Recette de cuisine identique

1. Polarisation :
 - $V_{BE} = U_j$ comme pour la diode
 - Calcul du courant de polarisation I_{B0} (parfois, pas simple à calculer)
2. Calcul de la résistance différentielle :
 - r_D pour la diode appelée $\frac{1}{g_{BE}}$ pour le transistor bipolaire
 - $r_D = \frac{n \cdot U_T}{I_{D0}}$ pour la diode et $\frac{1}{g_{BE}} = \frac{U_T}{I_{B0}}$ (n vaut 1 pour le bipolaire)
 - Remarque : $i_B = g_{BE} \cdot v_{BE}$
3. On exploite $\frac{1}{g_{BE}}$ pour évaluer l'amplitude des variations (généralement via un diviseur résistif)

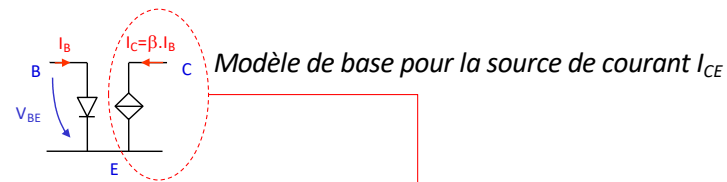


Observons d'abord la zone entre la base et l'émetteur. Comme le comportement est identique à celui d'une diode, sa modélisation sera comparable à celle d'une diode normale.

Cette modélisation aboutira comme pour la diode à une recette en trois phases :

1. La polarisation qui ne tient compte que des signaux DC (continus), en particulier le courant de polarisation qui traverse la diode.
 - C'est la mise en condition de la diode.
 - Dans le cas du transistor bipolaire, le courant de polarisation s'appelle I_B (ou I_{B0} pour bien marquer qu'il s'agit d'un courant de polarisation)
2. Grâce au courant de polarisation, il est possible de calculer la valeur de la résistance différentielle qui s'appelle $1/g_{be}$ lorsqu'il s'agit de la diode base-émetteur du transistor bipolaire (g_{be} est la conductance du transistor). La formule (démontrée dans le cours sur la diode) vaut $1/g_{be} = \frac{n \cdot U_T}{I_{B0}}$ avec $n = 1$ dans le cas du transistor.
3. A partir du modèle $1/g_{be}$, il est possible de calculer les variations observées aux bornes de la diode D_{BE} . Ces variations seront, comme pour une diode normale, de faible amplitude. Dans cette zone on observera une atténuation et non pas une amplification..

Et pour le transistor? [2]



Recette de cuisine

1. Première remarque : $I_C = I_{C0} + i_C = \beta(I_{B0} + i_B) = \beta \cdot I_{B0} + \beta \cdot i_B$:
 - Le modèle de la source de courant est valable pour la polarisation et pour les variations
 - La recette de cuisine n'a plus besoin de trois phases car on a directement $i_C = \beta i_B$
 - Or $i_B = g_{BE} \cdot v_{BE} \Rightarrow i_C = \beta \cdot g_{BE} \cdot v_{BE} = gm \cdot v_{BE}$ (c'est une source dépendante de la tension v_{BE})
 - gm appelée transconductance du transistor
2. On exploite $i_C = \beta i_B$
 - On imagine que cette variation appliquée sur une résistance va donner des variations de tensions importantes et donc une amplification

12

Il faut d'abord noter que, lorsque le transistor bipolaire fonctionne en mode linéaire (seul exploitable pour l'amplification), on peut systématiquement noter $I_{C0} = \beta \cdot I_{B0}$ (courants de repos ou de polarisation)

Si on superpose des variations (notées i_B), cela ne change absolument pas. On peut alors écrire $I_{C0} + i_C = \beta(I_{B0} + i_B)$ avec évidemment $i_C = \beta i_B$

Le courant i_B correspond aux variations de courant observées sur la diode D_{BE} , et en appliquant la loi d'ohm on a directement une relation entre i_B , g_{be} (conductance entre base et émetteur) et v_{BE} , soit $i_B = g_{be} \cdot v_{BE}$

Sachant que $i_C = \beta i_B$ on peut mettre en évidence une relation entre i_C et v_{BE} : $i_C = \beta \cdot g_{be} \cdot v_{BE} = gm \cdot v_{BE}$

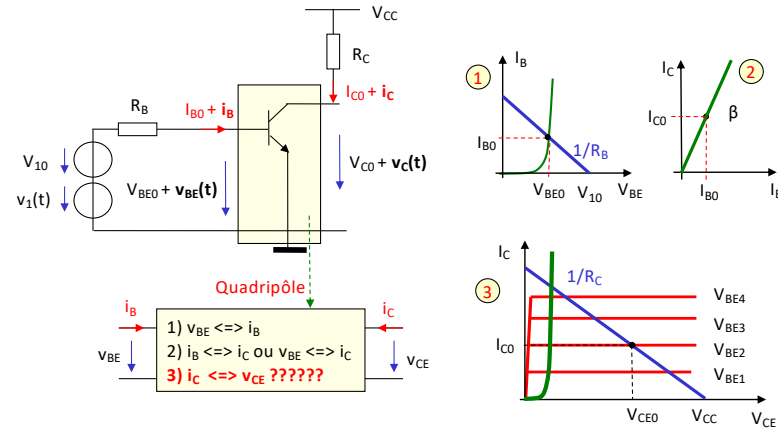
Remarque 1 : On voit que pour les variations il existe une relation linéaire entre le courant i_C et v_{BE} alors que la relation entre I_C et V_{BE} est exponentielle dans le domaine continu.

Remarque 2 : le paramètre $gm = \beta \cdot g_{be}$ est appelé la transconductance du transistor.

Pour conclure, si on applique de petites variations de tensions ou de courants sur la diode D_{BE} , cela produira de fortes variations de courant de collecteur. Si ces variations sont appliquées sur une résistance cela donnera évidemment de fortes variations de tension et donc une amplification que nous évaluerons avec des exemples précis.

Seconde approche : Dépendance entre les paramètres

Rappel : on doit trouver trois relations (et donc trois éléments de modélisation)



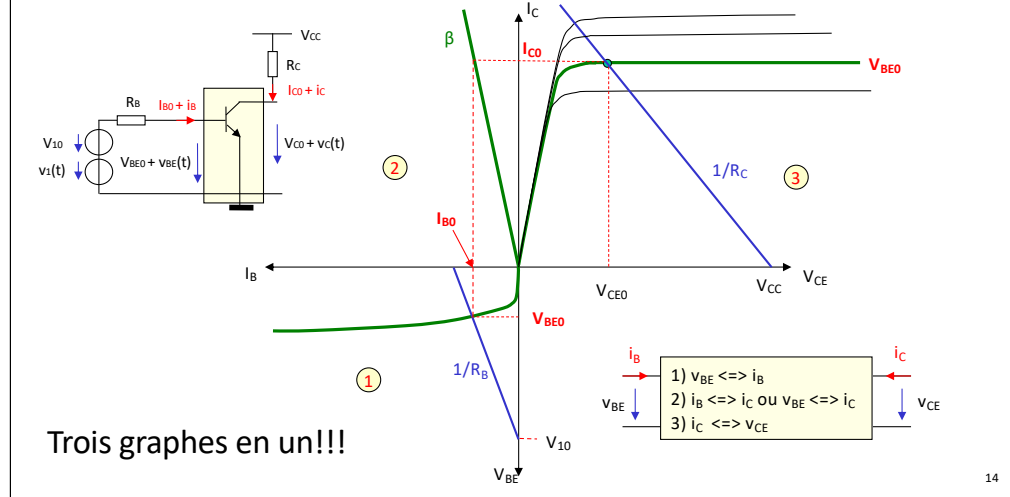
13

Vérifions quelle est la dépendance entre les différents paramètres.

- La première courbe montre la relation entre i_B et v_{BE} .
- La seconde courbe montre la relation entre i_C et i_B
- La troisième courbe exprime la relation entre i_C et V_{CE}

En résumé, les quatre paramètres sont unis par des relations graphiques qu'il est possible de représenter sur un même plan

Interprétation graphique de la polarisation



Le graphique proposé met en évidence les relations cherchées. Il est structuré en trois cadrans:

Le cadran 1 représente la loi $I_B = f(V_{BE})$

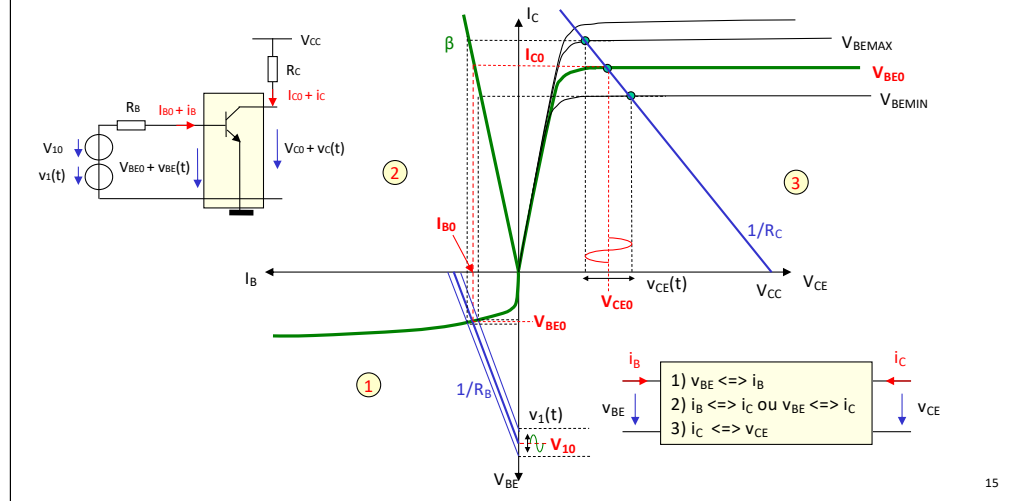
Le cadran 2 représente la loi $I_C = f(I_B)$ connue sous la forme $I_C = \beta \cdot I_B$

Le cadran 3 représente la caractéristique de sortie $I_C = f(V_{CE})|_{V_{BEi}}$

- Nous voyons dans le premier cadran, que l'intersection entre la droite de charge et la caractéristique de sortie (pour un V_{BE0} fixé) nous donne le couple (I_{C0}, V_{CE0})
- I_{C0} est lié à I_{B0} dans le second cadran via le facteur β .
- Dans le troisième cadran, I_{B0} est associé à V_{BE0} par l'intersection de la seconde droite de charge et de la caractéristique de diode BE. Bref la boucle est bouclée car on retrouve V_{BE0} .

Nous allons exploiter ce graphe pour une étude en variations.

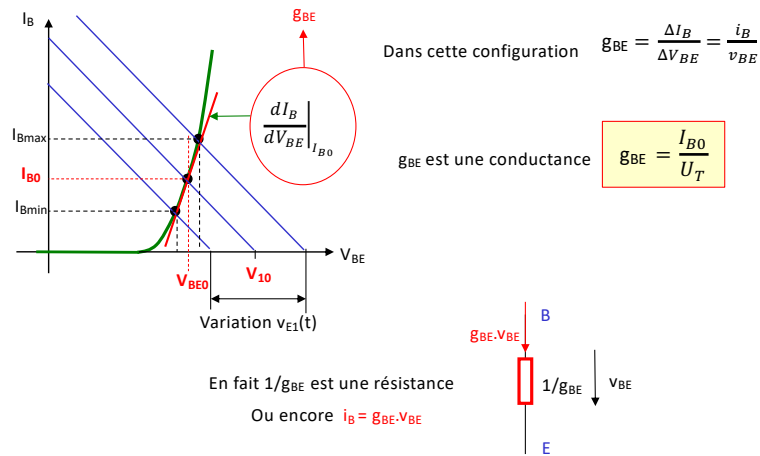
Interprétation graphique des variations



L'analyse s'effectue en trois étapes:

- 1) Elle démarre avec la tension V_{10} autour de laquelle on superpose une variation $v_1(t)$.
- 2) A partir des trois droites de charges obtenues avec v_{10} , $v_{1\text{MIN}}$ et $v_{1\text{MAX}}$, on obtient trois intersections qui nous donnent trois couples de tension – courant.
 v_{10} donne le couple (V_{BE0}, I_{B0}) qui est le point de polarisation, et la variation $v_1(t)$ qui se superpose, produit de faibles variations de tension (quasi inobservables sur notre graphe) et de faibles variations de courant.
- 3) Via la relation $I_C = \beta \cdot I_B$, on obtient I_{C0} depuis I_{B0} et des variations ΔI_{C0} depuis les variations ΔI_{B0} .
- 4) Si l'on projette les I_{C0} et les variations sur l'axe des V_{CE} , on constate aussi une tension V_{CE0} et des variations ΔV_{CE} . V_{CE0} et ΔV_{CE} sont obtenues avec les intersections entre la droite de charge et les différentes caractéristiques de sortie. Pour respecter la réalité physique, $V_{CE\text{MAX}}$ correspondra à la caractéristique fixée par $V_{BE\text{MAX}}$, V_{CE0} correspond à la caractéristique fixée par V_{BE0} , enfin $V_{CE\text{MIN}}$ correspond à la caractéristique fixée par $V_{BE\text{MIN}}$.

Analogie pour la courbe $I_B = f(V_{BE})$



16

Maintenant que les interactions ont été représentées sur un même graphe, il est possible, comme pour la diode, de quantifier les différentes variations avec une recette de cuisine que nous allons développer.

Nous pouvons refaire la même analyse pour la caractéristique de la diode

$$I_B = f(V_{BE}) \text{ comparable à } I_D = f(V_D)$$

La tangente calculée au point de polarisation épouse (idem diode) la loi caractéristique, tant que les variations en tension autour du point de polarisation V_{BE0} sont faibles (quelques mV).

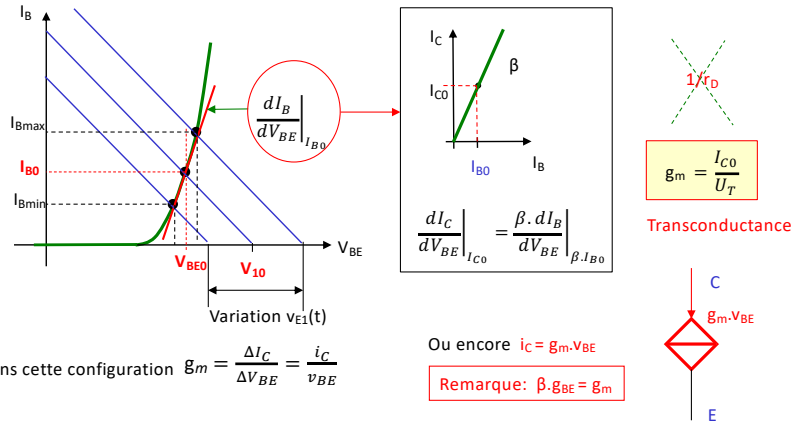
Le calcul d'une variation de courant depuis la loi réelle ou depuis la tangente donne des résultats assez proches. La tangente exprime donc le comportement d'un composant qui modélise une partie du comportement du transistor (tant que les variations sont faibles).

Aux mêmes observations nous associons les mêmes conséquences.

La tangente calculée au point de polarisation exprime donc une conductance appelée g_{BE} alors qu'elle s'appelait $1/r_d$ pour la diode.

Analyse de la courbe $I_C = f(V_{BE})$

$I_C = f(V_{BE})$ avec droite de charge impossible à représenter



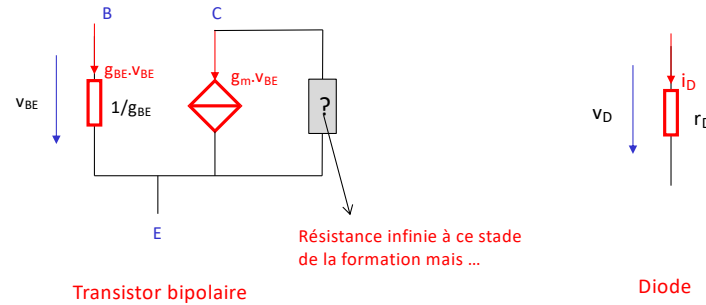
L'élément de transformation pourrait être vu comme un gain en courant car nous avons directement la relation entre I_C et I_B .

Cependant, on exploite généralement une autre relation faisant appel à la caractéristique $I_C = f(V_{BE})$. On peut la comparer à $I_C = \beta \cdot I_B = \beta \cdot f'(V_{BE})$

En appliquant la même démarche (calcul de tangente $(dI_C/dV_{BE})|_{I_{C0}} = I_{C0}/U_T$) nous devrions trouver aussi une conductance de la forme $1/r_D$. En réalité il s'agit d'une transconductance car V_{BE} est une tension appliquée entre la base et l'émetteur du transistor, alors que I_C est un courant qui circule entre le collecteur et l'émetteur. Il y a transformation entre une tension d'entrée et un courant de sortie, d'où le nom de trans (comme transformation) conductance appelée **gm**

En terme de symbole, le courant i_c est généré à partir d'une source de courant commandée. ($g_m \cdot v_{BE}$).

Modélisation du transistor pour les petits signaux



Avec

$$\beta \cdot g_{BE} = \frac{\beta \cdot I_{B0}}{U_T} = g_m = \frac{I_{C0}}{U_T}$$

18

Nous déduisons des observations précédentes, un quadripôle qui modélise le très simplement le transistor pour les variations.

Une résistance $1/g_{BE}$ entre la base et l'émetteur, une source de courant commandée entre le collecteur et l'émetteur ($g_m \cdot v_{BE}$).

Nous pouvons comparer le modèle de ce transistor (quadripôle) à celui de la diode (dipôle) qui n'était qu'une simple résistance différentielle (r_d).

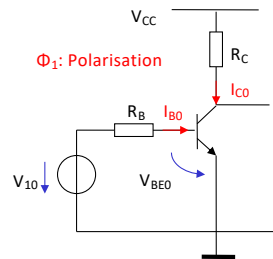
On note qu'il existe une relation entre g_m et g_{BE} . En effet le courant qui circule entre la base et l'émetteur est β fois plus petit que celui qui circule entre le collecteur et l'émetteur. On en déduit que $g_m = \beta \cdot g_{BE}$

Remarque: le troisième paramètre (résistance de sortie du transistor en parallèle avec la source $g_m \cdot v_{BE}$ est encore considéré comme infini, car les pentes de $I_C = f(V_{CE})$ sont supposées à ce stade horizontales (résistance infinie)

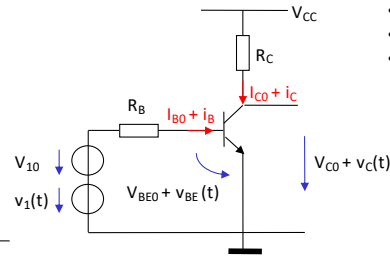
Application recette

Polarisation :

- $V_B = V_E + U_j = 0.7V$
- $I_B = 21.5\mu A$
- $I_C = 4.3 mA$
- $V_C = 10.7 V$



Φ_1 : Polarisation



Φ_2 : $1/g_{BE}$, g_m

$$g_m = 0.165 A/V$$

$$\frac{1}{g_{be}} = 1209\Omega$$

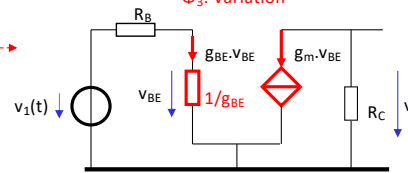
On donne :

- $V_{CC} = 15V, V_{10} = 5V,$
- $R_C = 1k\Omega, R_B = 200 k\Omega,$
- $\beta = 200$

Calcul des variations :

- $v_{OUT} = v_C = -R_C \cdot g_m \cdot v_{BE}$
- $A_V = \frac{v_{OUT}}{v_{IN}} = \frac{v_{OUT}}{v_{BE}} \Rightarrow$
- $A_V = -g_m \cdot R_C = -165$
- Mais : $v_{BE} = v_1 \cdot \frac{1}{\frac{1}{g_{be}} + R_B}$

Φ_3 : Variation



Exprimée en module, $|v_C| = |-g_m \cdot R_C \cdot v_{BE}| < |-g_m \cdot R_C \cdot v_1|$ 19

Pour analyser un schéma complet il est alors possible d'appliquer la recette de cuisine exécutée aussi en trois phases.

Phase 1: Calcul de la polarisation

On calcule le courant de polarisation $I_{C0} = \beta \cdot I_{B0} = \beta \cdot (V_{10} - U_j) / R_B$.

Phase 2: Calcul des paramètres g_m et g_{BE} .

$g_m = I_{C0} / U_T$ et $g_{BE} = g_m / \beta$

Phase 3: Calcul des variations

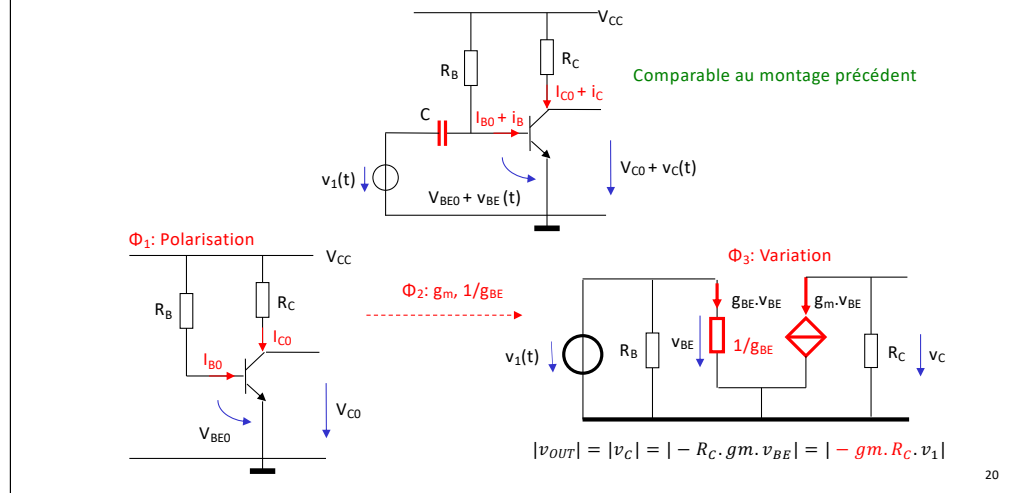
On dessine le modèle que l'on complète avec les composants du circuit (maintenir que les tensions variables).

On calcule les variations $v_C(t)$ par rapport à $v_1(t)$.

Pour le montage proposé, $v_C = -R_C \cdot g_m \cdot v_{BE}$

On pourra exprimer $v_C = f(v_1(t))$ car $v_{BE} = v_1(t) \cdot g_{BE}^{-1} / (g_{BE}^{-1} + R_B)$

Parenthèse couplage capacitif



Le couplage capacitif part du principe qu'une capacité peut être assimilée à:

- Un **court-circuit** si la fréquence est "suffisamment" élevée
- Un **circuit ouvert** pour les signaux continus (ce qui est le cas en polarisation)

Le montage courant est alors comparable à celui du montage précédent et la recette de cuisine identique. Nous notons néanmoins des avantages évidents:

- Possibilité d'utiliser l'alimentation pour polariser sans utiliser une tension V_{10} spécifique comme précédemment
- La résistance R_B servant à fixer le courant I_B se retrouve en parallèle avec la résistance $1/g_{be}$ et non plus en série comme dans le cas précédent. Ceci aura une répercussion importante sur le gain global du montage (rendement épouvantable lorsque les résistances sont en série)

Un tel montage est cependant loin d'être idéal. De nombreux problèmes se manifestent qu'il est possible de contourner grâce à des techniques de polarisation spécifiques, mais cela fait l'objet d'un autre cours.