

3. Circuits à transistors bipolaires

3.1. Introduction

Malgré la suprématie actuelle des transistors MOS dans les circuits intégrés à très large échelle d'intégration (Very Large Scale Integration, VLSI : 10'000 à plus de 100'000 transistors par circuit), le transistor bipolaire reste très utilisé dans les circuits à composants discrets ou les circuits intégrés qui exigent :

- des courants de sortie élevés (étage de sortie) ;
- une grande vitesse de commutation (circuits logiques ultra-rapides) ;
- un gain de tension élevé ;
- un faible bruit (pré-amplificateurs hi-fi) ;
- la réalisation de fonctions linéaires à hautes performances.

Le transistor bipolaire porte son nom en raison de son fonctionnement lié aux deux types de porteurs libres, les électrons et les trous. C'est un dispositif à semi-conducteur présentant trois couches alternées n, p et n pour un transistor npn ou p, n et p pour un transistor pnp. La couche médiane est la base. Les deux couches externes sont l'émetteur et le collecteur.

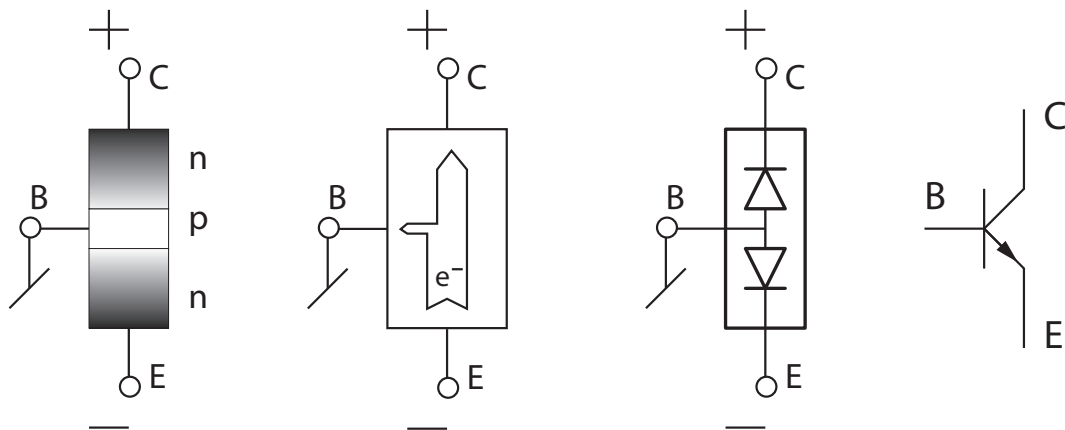


FIG. 3.1.: Principe du transistor npn et son symbole

L'intégration d'un transistor sur un cristal de silicium correspond ainsi à la juxtaposition d'une jonction np (base-émetteur) et une jonction pn (base-collecteur). Grâce à la polarisation positive de la jonction BE, on rend conductrice cette dernière et les électrons se déplacent de l'émetteur vers la base. Cependant, comme le champ électrique créé par la tension positive du collecteur est très élevé, presque tous les électrons émis sont collectés par ce dernier. Le courant de base est alors 100 à 500 fois plus faible que les courants de collecteur et d'émetteur. La jonction base-émetteur travaille donc comme une jonction conductrice alors que la jonction collecteur-base est polarisée en sens inverse. Le courant de collecteur correspond alors au courant de saturation inverse de la jonction.

3. Circuits à transistors bipolaires

Il est important de préciser qu'un transistor réel n'a pas une structure aussi symétrique que peut le faire accroire la description qui précède. En effet, pour des raisons physiques et technologiques :

- le transistor réel doit avoir une base très mince (quelques dixièmes de microns) ;
- l'émetteur et le collecteur diffèrent par leur géométrie et leur dopage ;
- l'émetteur est bien plus dopé que la base ; etc.

3.2. Équations et caractéristiques d'un transistor

Comme on vient de le voir, la jonction B-E du transistor fonctionne comme une diode conductrice. À la différence de celle-ci, le facteur technologique n des transistors au silicium est égal à 1. On ne le fera donc pas apparaître dans la fonction exponentielle traduisant le comportement de la diode.

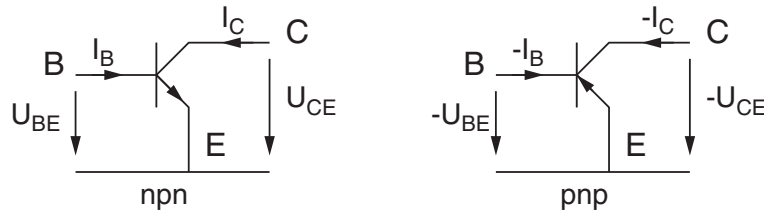


FIG. 3.2.: Symboles, courants et tensions

Considérant le transistor npn et son symbole (figure 3.2), sa description passe par l'écriture des équations ci-dessous (elles sont similaires pour le transistor pnp) :

1. Équation des courants

$$I_E = I_B + I_C \quad (3.1)$$

2. Équation de la jonction base-émetteur conductrice

$$I_B = I_{SB} e^{U_{BE}/V_T} \quad (3.2)$$

où, comme pour la diode, V_T est le potentiel thermique équivalent à l'énergie thermique kT des porteurs de charge q

$$V_T = \frac{kT}{q} \simeq 26 \text{ mV @ } T = 300 \text{ K} \quad (3.3)$$

et I_{SB} est le courant de saturation inverse de la jonction BE (de l'ordre du fA).

3. Équations du courant de collecteur

- a) I_C commandé par le courant I_B :

$$I_C(I_B) = \beta I_B \quad (3.4)$$

où β est le gain en courant du transistor (pratiquement supérieur à 100) ;

- b) I_C commandé par la tension U_{BE} (équation (3.2) dans (3.4)) :

$$I_C(U_{BE}) = (\beta I_{SB}) e^{U_{BE}/V_T} = I_S e^{U_{BE}/V_T} \quad (3.5)$$

3.2. Équations et caractéristiques d'un transistor

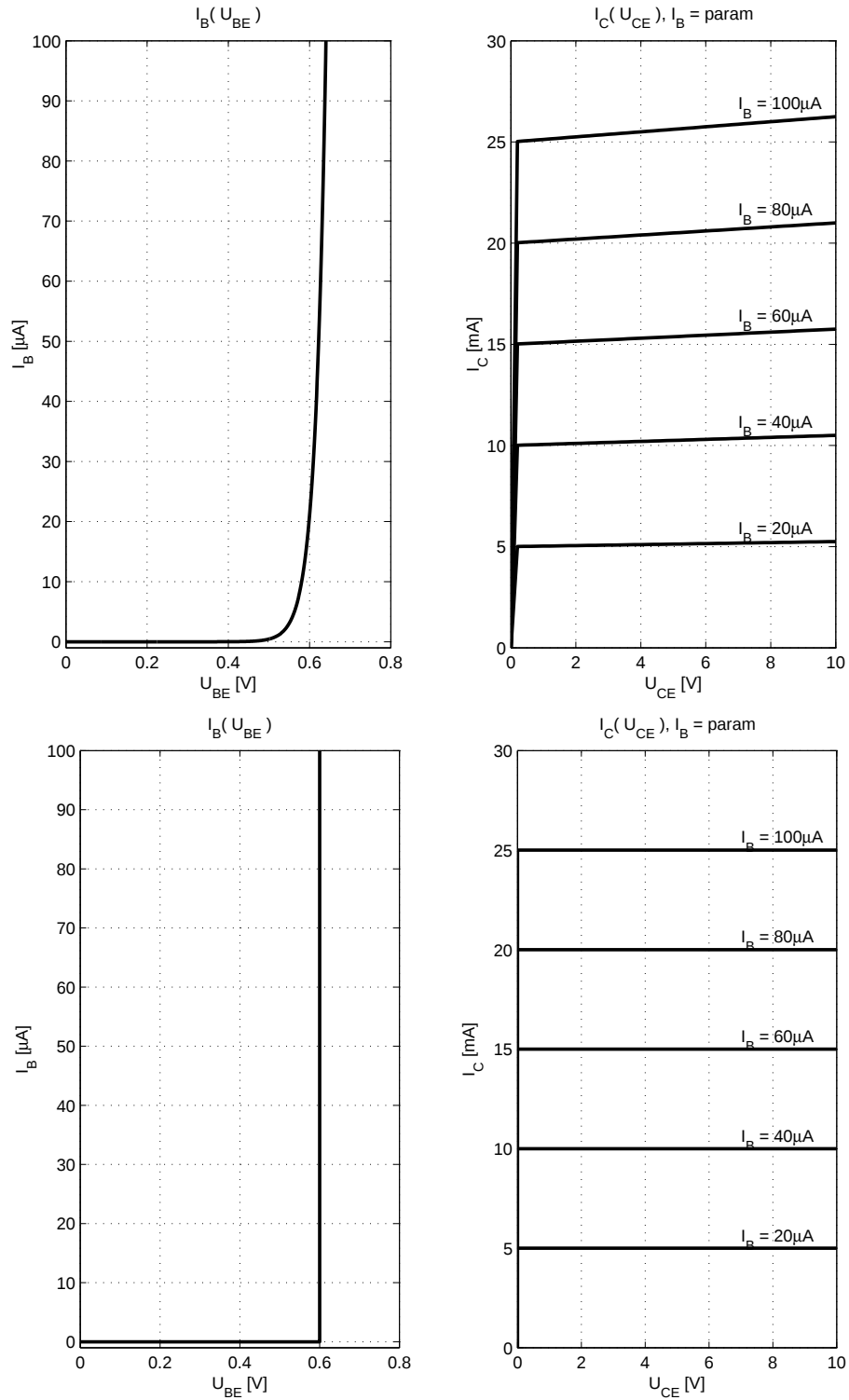


FIG. 3.3.: Caractéristiques d'un transistor bipolaire réel (en haut) et celles d'un transistor idéal représenté par un modèle d'ordre 0 (en bas)

c) I_C dépendant de U_{CE} :

$$I_C(U_{CE}) = I_C(I_B) \left(1 + \frac{U_{CE}}{V_A} \right) \quad (3.6)$$

3. Circuits à transistors bipolaires

où V_A , dit potentiel de Early, sert à décrire la pente non nulle des caractéristiques de sortie du transistor ; sa valeur est de l'ordre de la centaine de volts.

Les caractéristiques correspondant à ces équations sont illustrées par les deux graphes du haut de la figure 3.3. Les graphes du bas montrent les caractéristiques d'un transistor idéal représenté par son modèle d'ordre 0.

Hypothèse simplificatrice Tenant compte des équations (3.1) et (3.4), le courant d'émetteur s'écrit

$$I_E = I_C + I_B = (\beta + 1) I_B \quad (3.7)$$

Comme le gain en courant est généralement supérieur à 100, il vient

$$\beta + 1 \simeq \beta \Rightarrow I_E \simeq I_C \quad (3.8)$$

3.3. Modèle linéaire

Comme on ne sait pas calculer des systèmes caractérisés par des équations non linéaires, on doit se contenter d'approximations linéaires d'ordre 0 ou d'ordre 1. La figure 3.3 montre les caractéristiques d'un modèle d'ordre 0 où les caractéristiques réelles sont remplacées par des segments de droite de pente nulle ou infinie et la figure 3.4 illustre son schéma équivalent d'ordre 0.

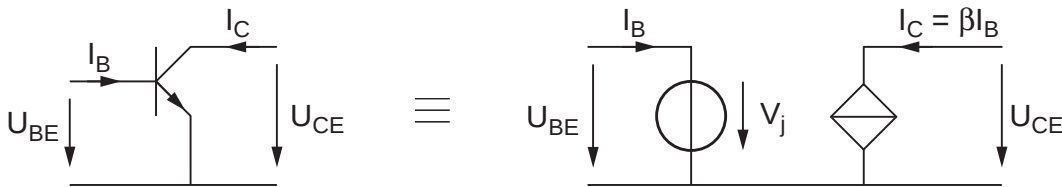


FIG. 3.4.: Modèle linéaire d'ordre 0 d'un transistor

On constate alors que la tension entre base et émetteur est admise constante si le transistor conduit et que le courant de collecteur ne dépend que du courant de base. Ainsi, vue de l'extérieur, l'entrée BE du transistor se ramène à une source de tension indépendante

$$U_{BE} = V_j \simeq 0.6 \text{ V} \quad (3.9)$$

alors que la sortie CE du transistor se ramène à une source de courant idéale commandée par le courant de base

$$I_C = \beta I_B \quad (3.10)$$

3.3.1. Domaines de fonctionnement du transistor

Les circuits à transistors sont généralement constitués d'une ou plusieurs alimentations reliées aux transistors par des résistances. La figure 3.5 illustre un schéma type de circuit à transistor dans lequel le courant de collecteur varie avec la tension d'alimentation V_{BB} appliquée à la base du transistor.

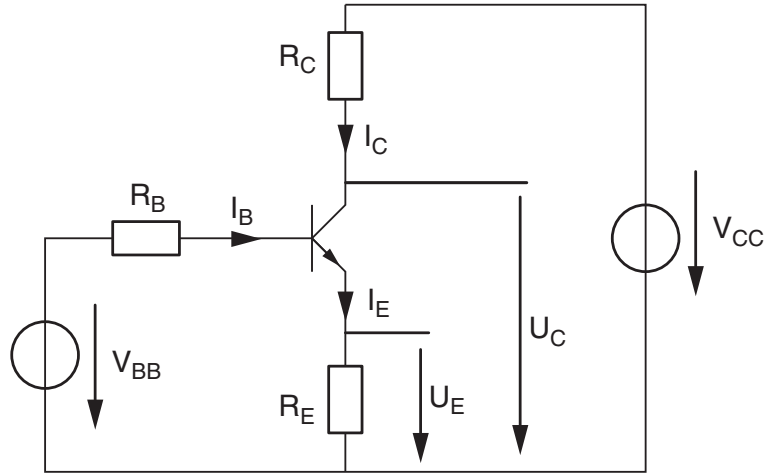


FIG. 3.5.: Circuit général

Pour que le transistor puisse fonctionner dans un domaine linéaire (figure 3.6), le courant de collecteur doit être compris entre 0 et sa valeur de court-circuit

$$0 < I_C < I_{C,max} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad (3.11)$$

De la même manière, la tension U_{CE} ne peut pas être négative ni supérieure à la tension d'alimentation; on a donc :

$$V_{CC} > U_{CE} > 0 \quad (3.12)$$

L'état du transistor dépend des valeurs de I_C et U_{CE} (figure 3.6) :

1. si $I_C = 0$, on dit que le transistor est **bloqué** (alors $U_{CE} = V_{CC}$) ;
2. si $U_{CE} = 0$, le transistor est dit **saturé** (alors $I_C \simeq I_{C,max}$) ;
3. si $0 < I_C < I_{C,max}$ ou $0 < U_{CE} < V_{CC}$, le transistor est **actif**.

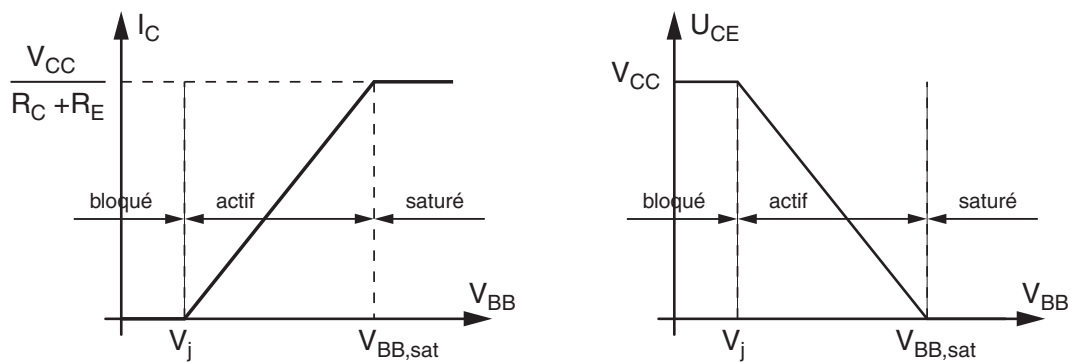


FIG. 3.6.: Domaines de fonctionnement du transistor

3.4. Circuit général

Le circuit de la figure 3.5 est important car, suivant le point de vue que l'on prend, il peut être considéré comme

3. Circuits à transistors bipolaires

- une source de courant,
- un amplificateur de tension,
- un circuit binaire,
- un amplificateur de courant,
- une source de tension.

Pour le voir, considérons les courants et tensions du circuit de la figure 3.5.

3.4.1. Courant de collecteur

La dépendance du courant de collecteur I_C par rapport à la tension V_{BB} se calcule à partir de l'équation de la maille d'entrée :

$$V_{BB} = R_B I_B + U_{BE} + R_E I_E \quad (3.13)$$

Comme l'on a

$$U_{BE} = V_j, \quad I_B = \frac{I_C}{\beta}, \quad I_E = I_C + I_B = \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) I_C \quad (3.14)$$

il vient :

$$V_{BB} - V_j = \left(R_B \frac{1}{\beta} + R_E \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)\right) I_C$$

d'où :

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_j}{R_E \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) + R_B \frac{1}{\beta}} \quad (3.15)$$

Comme le gain en courant est généralement bien supérieur à 100, on a $\beta \gg 1$ et l'expression du courant de collecteur s'écrit plus simplement

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_j}{R_E + R_B/\beta} \quad (3.16)$$

En analysant l'expression du courant I_C , on constate que, dans le domaine actif, le courant de collecteur ne dépend pas de la résistance R_C . Vu de celle-ci, le transistor se comporte donc comme une *source de courant* dépendant de V_{BB} . Comme on l'a déjà dit, ce résultat n'est vrai que dans le domaine actif du transistor :

$$0 < I_C < \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad (3.17)$$

3.4.2. Tension de collecteur

Si l'on considère la tension de collecteur, celle-ci vaut simplement :

$$U_C = V_{CC} - R_C I_C \quad (3.18)$$

donc :

$$U_C = V_{CC} - \frac{R_C}{R_E + R_B/\beta} (V_{BB} - V_j) \quad (3.19)$$

Cette tension est limitée par le blocage et la saturation du transistor :

$$V_{CC} > U_C > V_{CC} \frac{R_E}{R_E + R_C} \quad (3.20)$$

Entre ces deux points, la pente de la caractéristique vaut :

$$\frac{dU_C}{dV_{BB}} = -\frac{R_C}{R_E + R_B/\beta} < 0 \quad (3.21)$$

Cette pente constante peut, dans une première approximation, être considérée comme le gain d'un *amplificateur de tension* amplifiant les variations de V_{BB} .

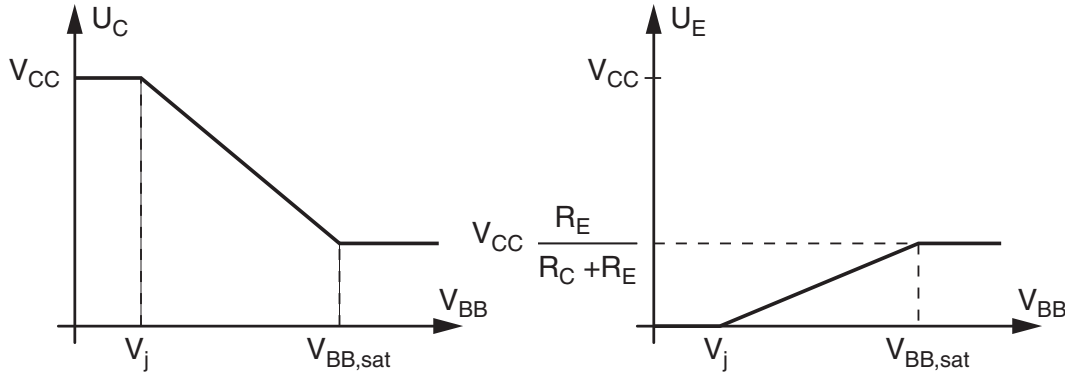


FIG. 3.7.: Caractéristiques du circuit général

Circuit binaire Si on ne met pas de résistance d'émetteur ($R_E = 0$), la pente de la caractéristique $U_C(V_{BB})$ devient très forte et elle vaut $-\beta R_C/R_B$. Le circuit travaille alors essentiellement en état de blocage ou de saturation.

Cette situation est généralement choisie lorsque l'on veut utiliser le transistor en tant que *circuit binaire* qui, pour une faible variation de la tension V_{BB} , bascule rapidement d'un état à l'autre. La tension de collecteur U_C possède alors deux états bien définis 0 et V_{CC} .

Dans ces deux états statiques, la puissance consommée est pratiquement nulle (voir section 3.4.5). Cependant, il ne faut pas oublier que de la puissance est dissipée lors de chaque commutation ; c'est pourquoi la puissance consommée par les systèmes logiques augmente avec la fréquence d'horloge du système.

3.4.3. Tension d'émetteur

Si l'on considère la tension d'émetteur, celle-ci vaut simplement

$$U_E = R_E I_E \simeq R_E I_C \quad (3.22)$$

donc

$$U_E = \frac{R_E}{R_E + R_B/\beta} (V_{BB} - V_j) \quad (3.23)$$

La tension d'émetteur U_E est également limitée par le blocage et la saturation du transistor

$$0 < U_E < V_{CC} \frac{R_E}{R_E + R_C} \quad (3.24)$$

Entre ces deux points, la pente de la caractéristique vaut :

3. Circuits à transistors bipolaires

$$\frac{dU_E}{dV_{BB}} = \frac{R_E}{R_E + R_B/\beta} < 1 \quad (3.25)$$

Du point de vue de l'émetteur, son potentiel suit la tension V_{BB} à V_j près avec une pente inférieure à l'unité. Il n'y a donc pas d'amplification de la tension, mais par contre, le courant fourni par la source V_{BB} à la résistance d'émetteur est amplifié d'un facteur β . On a donc affaire à un *amplificateur de courant ou de puissance*. Dans le cas où le terme R_B/β est beaucoup plus petit R_E , la tension

$$U_E \simeq V_{BB} - V_j \quad (3.26)$$

est indépendante de la charge R_E . Du point de vue de celle-ci, le transistor représente une *source de tension*.

3.4.4. État de saturation

Lorsque le transistor sature au-delà du point délimitant le domaine actif et le domaine de saturation, le courant de base I_B n'est plus négligeable par rapport à I_C et I_E . La source de courant βI_B est en effet remplacée par un court-circuit et le schéma permettant de calculer l'état de saturation est alors celui de la figure 3.8.

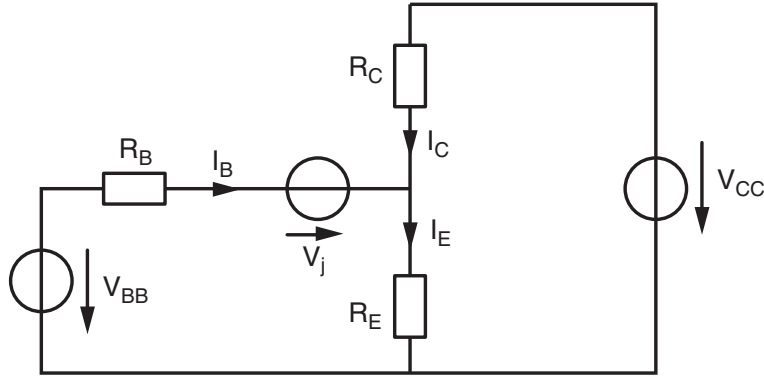


FIG. 3.8.: Circuit général en état de saturation

A partir de ce schéma, on montre aisément que les courants et tensions d'un transistor en état de saturation valent

$$I_E = I_B + I_C \quad (3.27)$$

$$U_E = U_C = V_{CC} - I_C R_C \quad (3.28)$$

$$U_B = U_E + V_j \quad (3.29)$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_j - V_{CC} \frac{R_E}{R_E + R_C}}{R_B + \frac{R_E R_C}{R_E + R_C}} \quad (3.30)$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - (V_{BB} - V_j) \frac{R_E}{R_E + R_B}}{R_C + \frac{R_E R_B}{R_E + R_B}} \quad (3.31)$$

On voit ainsi que le courant de base augmente fortement avec V_{BB} alors que le courant de collecteur diminue légèrement. On ne peut donc plus admettre $I_E \simeq I_C$. On notera d'autre part que les tensions de collecteur et d'émetteur ne sont pas constantes mais qu'elles augmentent légèrement avec V_{BB} .

3.4.5. Puissance dissipée par un transistor

Le transistor est un composant actif capable, comme nous venons de le voir, d'amplifier des tensions ou des courants. Mais cela, il le fait en dissipant de l'énergie. Pour s'en convaincre, il suffit d'observer le transistor de la figure 3.2 où le transistor peut être vu comme un quadripôle qui reçoit des courants (I_B et I_C) sous des tensions non nulles (U_{BE} et U_{CE}). La puissance dissipée par le transistor vaut donc

$$P = U_{BE}I_B + U_{CE}I_C$$

Comme le courant de base est beaucoup plus petit que le courant de collecteur et que la tension U_{BE} est faible, on peut négliger le premier terme par rapport au second. On admet donc que la puissance dissipée par le transistor vaut

$$P \simeq U_{CE}I_C \quad (3.32)$$

3.4.6. Exemple

On considère ici le circuit de la figure 3.9 avec les valeurs numériques suivantes

$$R_1 = 47 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 4.7 \text{ k}\Omega, \quad R_C = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 200, \quad V_j = 0.6 \text{ V}, \quad V_{CC} = 12 \text{ V}$$

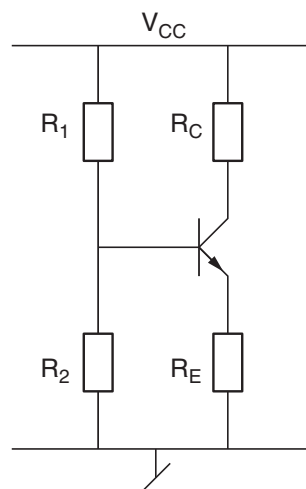


FIG. 3.9.: Exemple de circuit à transistor

Pour ce montage, on calculera

1. le générateur de Thévenin vu par la base ;
2. les courants $I_{C,max}$ et I_C ;
3. la puissance P dissipée par le transistor ;
4. les courants I_B et I_C lorsque $R_E = 0.1 \text{ k}\Omega$.

Solution

3. *Circuits à transistors bipolaires*

.

3.5. Polarisation

Pour qu'un transistor puisse être utilisé comme amplificateur, il faut d'abord le polariser en fixant son point de fonctionnement Q_0 autour duquel prendront place des variations qui seront amplifiées (figures 3.10). Graphiquement, le point de fonctionnement peut être déterminé par l'intersection entre la droite de charge du générateur qui alimente le transistor et les caractéristiques $I_C(U_{CE})$ de celui-ci. Les extrémités de la droite de charge délimitent le domaine de fonctionnement du transistor.

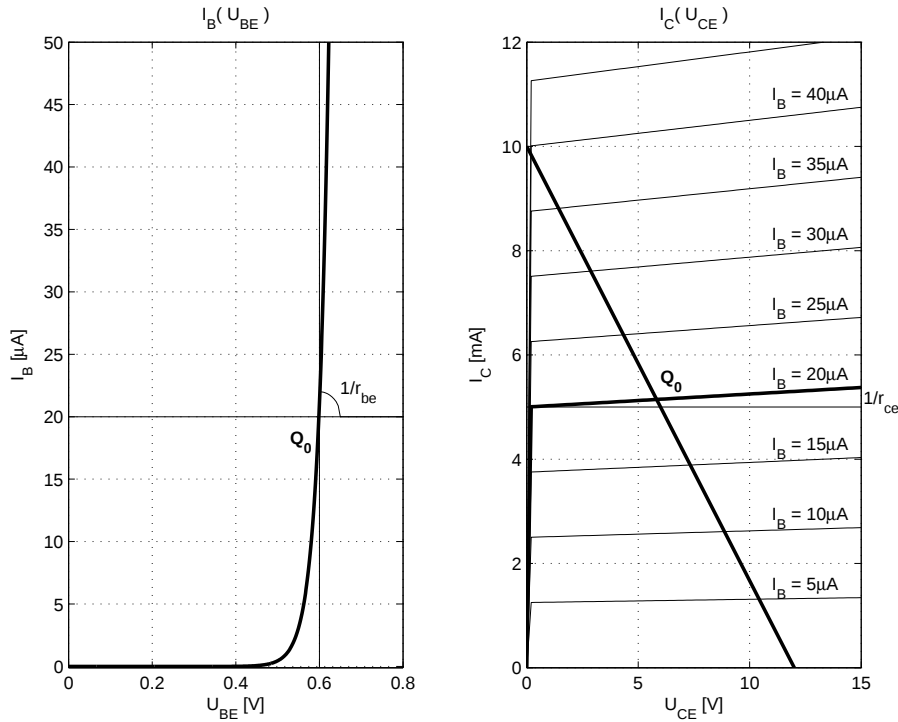


FIG. 3.10.: Point de fonctionnement et droite de charge du générateur

Dans le cas où le courant de collecteur I_C est nul, la tension collecteur-émetteur U_{CE} est maximum ; on dit alors que le transistor est bloqué. Lorsque le courant I_C atteint sa valeur maximum $I_{C,max}$, la tension U_{CE} est pratiquement nulle ; on dit alors que le transistor est saturé. Entre ces deux valeurs extrêmes, le transistor est actif et il peut amplifier les variations qu'on lui applique en entrée.

3.5.1. Convention d'écriture

Les tensions et courants de polarisation (continus) s'écrivent en majuscules

$$U_{BE}, U_{CE} \quad I_B, I_C, I_E \quad (3.33)$$

alors que les variations des tensions et des courants autour du point de fonctionnement sont représentées par des minuscules (figure 3.11)

$$u_{be}, u_{ce} \quad i_b, i_c, i_e \quad (3.34)$$

Les signaux complets sont décrits par des variables minuscules et des indices majuscules :

$$u_{BE}(t), u_{CE}(t) \quad i_B(t), i_C(t), i_E(t) \quad (3.35)$$

3. Circuits à transistors bipolaires

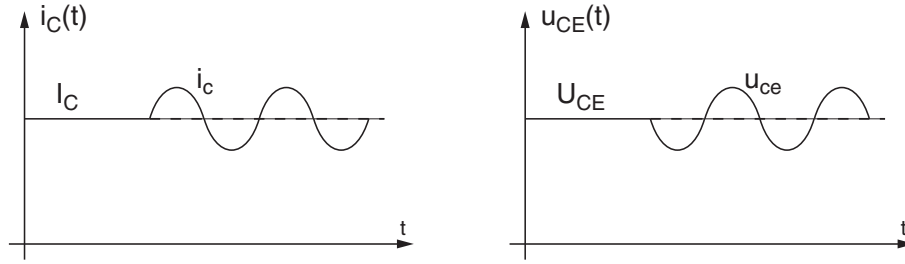


FIG. 3.11.: Point de fonctionnement et variations

Enfin, les tensions d'alimentations sont toujours décrites avec un double indice majuscule précisant l'électrode à laquelle elle est reliée :

$$V_{BB}, V_{CC}, V_{EE} \quad (3.36)$$

Le calcul d'un amplificateur se décompose toujours en deux parties. On commence par calculer son point de fonctionnement (ou sa polarisation) en utilisant un modèle dit "grands signaux". Puis, considérant les variations des courants et tensions autour du point de fonctionnement, on calcule leur effet avec un modèle dit "petits signaux". Comme ces deux modèles sont linéaires, le résultat global est la somme des deux résultats précédents.

3.5.2. Modèle "grands signaux"

Le modèle "grands signaux" sert à calculer le point de fonctionnement ou la polarisation du transistor autour duquel prendront place les variations ("petits signaux"). Pour le calcul du point de fonctionnement, seules les sources continues sont prises en compte ; les sources alternatives sont annulées. La caractéristique exponentielle du transistor est alors remplacée par un modèle d'ordre 0 où la tension entre base et émetteur est considérée constante si le transistor conduit.

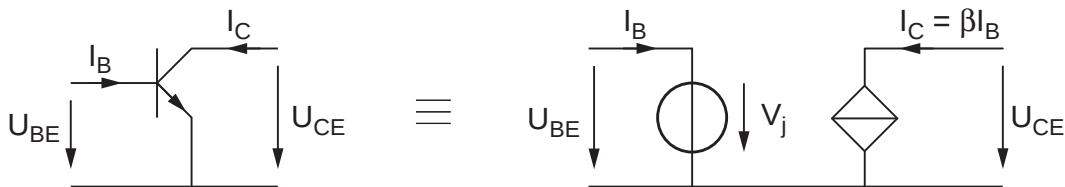


FIG. 3.12.: Modèle "grands signaux" utilisé pour le calcul de la polarisation

L'entrée est ainsi vue comme une source de tension indépendante :

$$U_{BE} = V_j \simeq 0.6 \text{ V} \quad (3.37)$$

et la sortie est une source de courant idéale commandée par le courant de base :

$$I_C = \beta I_B \quad (3.38)$$

3.6. Amplification

Une fois que le point de fonctionnement est fixé, on peut amplifier des variations autour de celui-ci. Pour calculer l'effet de ces variations, on utilise un modèle "petits signaux" qui tient compte de la pente des caractéristiques du transistor.

D'un point de vue mathématique, cela revient à placer l'origine des axes sur le point de fonctionnement Q_0 . Pratiquement, cela est équivalent à considérer que les tensions et courants continus sont annulés et que seules grandeurs alternatives sont prises en compte.

3.6.1. Modèle “petits signaux”

Les variations des signaux prennent place autour du point de fonctionnement. En traçant des tangentes en cet endroit (figure 3.10) et en calculant leur pente, on obtient naturellement les paramètres d'un amplificateur. Dans le cas du transistor, le modèle utilisé est alors celui d'une source de courant commandée par le courant ou la tension d'entrée (figure 3.13). Partant des caractéristiques du transistor, plus précisément de leurs pentes au point de fonctionnement, on obtient les paramètres “petits signaux” du transistor dont le calcul est présenté dans la section 3.6.2.

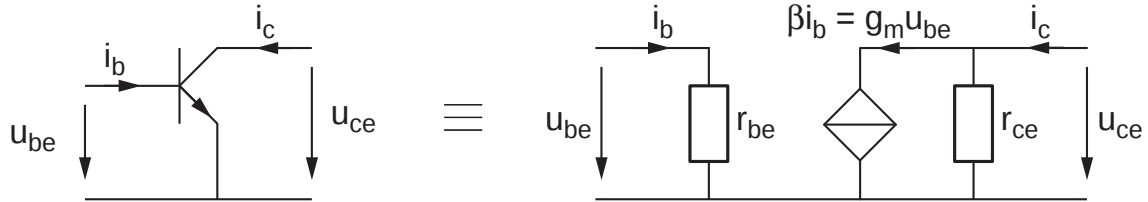


FIG. 3.13.: Modèle “petits signaux” utilisé pour le calcul de l'amplification

Paramètres du transistor Un transistor peut être représenté par un amplificateur de courant ou par un amplificateur à transconductance dont les paramètres dépendent du courant de collecteur I_C choisi comme point de fonctionnement. Le calcul détaillé de leurs valeurs est fait dans le paragraphe suivant ; on se contente ici de les expliciter. Les paramètres de l'amplificateur équivalent au transistor sont :

1. la résistance d'entrée r_{be}

$$r_{be} = \beta \frac{V_T}{I_C} \quad \text{avec} \quad V_T = 26 \text{ mV @ } T=300 \text{ K} \quad (3.39)$$

telle que

$$u_{be} = r_{be} i_b \quad (3.40)$$

2. la source de courant i_{cc} commandée par i_b ou par u_{be}

$$i_{cc} = \beta i_b = g_m u_{be} \quad \text{avec} \quad g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad (3.41)$$

3. la résistance de sortie r_{ce}

$$r_{ce} \equiv \frac{1}{g_{ce}} = \frac{V_A}{I_C} \quad \text{avec} \quad V_A \simeq 100 \text{ V ou } \infty \quad (3.42)$$

3. Circuits à transistors bipolaires

Remarque Par la suite, on prendra garde à bien distinguer entre le courant i_{cc} fourni par la source de courant et le courant de collecteur i_c qui dépend de i_{cc} et de u_{ce}

$$i_c = i_{cc} + \frac{1}{r_{ce}} u_{ce} \quad \text{avec} \quad i_{cc} = \beta i_b = g_m u_{be} \quad (3.43)$$

Dans la plupart des situations réelles, on pourra négliger la résistance de sortie r_{ce} car sa valeur est souvent très élevée (plusieurs dizaines de $k\Omega$) par rapport à la résistance de collecteur R_C .

3.6.2. Calcul des paramètres “petits signaux”

Les valeurs des paramètres du transistor présentés ci-dessus se calculent en considérant les pentes des caractéristiques autour du point de fonctionnement fixé par la polarisation du transistor. On présente ci-dessous la démarche pour les obtenir.

Résistance d'entrée Les variations de la tension d'entrée u_{be} entraînent des variations du courant de base i_b ; leur rapport définit la *résistance d'entrée* r_{be} du transistor. Mathématiquement, il est plus simple de calculer son inverse g_{be} :

$$\begin{aligned} g_{be} &\equiv \frac{i_b}{u_{be}} = \frac{1}{\beta} \frac{i_c}{u_{be}} = \frac{1}{\beta} \frac{dI_C}{dU_{BE}} \\ &= \frac{1}{\beta} \frac{d}{dU_{BE}} \left(I_s e^{\frac{U_{BE}}{V_T}} \right) \\ &= \frac{1}{\beta} \frac{1}{V_T} \left(I_s e^{\frac{U_{BE}}{V_T}} \right) = \frac{1}{\beta} \frac{1}{V_T} I_C \end{aligned}$$

L'inverse de cette admittance est la résistance d'entrée du transistor

$$r_{be} \equiv \frac{u_{be}}{i_b} = \frac{1}{g_{be}} = \beta \frac{V_T}{I_C} \quad (3.44)$$

On voit ainsi que la variation u_{be} de la tension d'entrée du transistor

$$u_{be} = r_{be} i_b \quad (3.45)$$

est égale à la chute de tension sur la résistance différentielle r_{be} .

Source de courant Les variations du courant d'entrée i_b entraînent des variations sur la source de courant i_{cc} ; le transistor peut ainsi être envisagé comme un *amplificateur de courant* de gain β :

$$i_{cc}(i_b) = \beta i_b \quad (3.46)$$

On peut également considérer que ce sont les variations de la tension d'entrée u_{be} qui entraînent les variations de la source de courant; on a alors affaire à un *amplificateur à transconductance* :

$$i_{cc}(u_{be}) = g_m u_{be} \quad (3.47)$$

avec

$$g_m \equiv \frac{i_{cc}}{u_{be}} = \frac{\delta I_C}{\delta U_{BE}} = \frac{\delta}{\delta U_{BE}} \left(I_s e^{\frac{U_{BE}}{V_T}} \right) = \frac{1}{V_T} \left(I_s e^{\frac{U_{BE}}{V_T}} \right) = \frac{I_C}{V_T}$$

On constate ainsi que la transconductance g_m dépend directement du courant de polarisation

$$g_m \equiv \frac{i_{cc}}{u_{be}} = \frac{I_C}{V_T} \quad (3.48)$$

et que la source de courant est commandée par i_b ou u_{be}

$$i_{cc} = \beta i_b = g_m u_{be} \quad (3.49)$$

Comme $i_b = u_{be}/r_{be} = u_{be} g_m/\beta$, on en déduit que r_{be} et g_m sont reliés entre eux

$$r_{be} = \frac{u_{be}}{i_b} = \frac{\beta}{g_m} \quad (3.50)$$

Résistance de sortie On a vu qu'un transistor réel est également sensible à la tension collecteur-émetteur U_{CE} . Les variations u_{ce} de cette dernière entraînent des variations du courant de collecteur i_c indépendamment de i_b ou u_{be}

$$i_c(u_{ce}) = i_c|_{i_b=0} = g_{ce} u_{ce} = \frac{1}{r_{ce}} u_{ce} \quad (3.51)$$

On a ainsi défini l'admittance g_{ce} de sortie du transistor

$$g_{ce} \equiv \frac{i_c}{u_{ce}} \Big|_{i_b=0} = \frac{\delta I_C}{\delta U_{CE}} = \frac{\delta}{\delta U_{CE}} \left(I_C \left(1 + \frac{U_{CE}}{V_A} \right) \right) = \frac{I_C}{V_A} \quad (3.52)$$

Son inverse, la résistance de sortie r_{ce} , vaut alors simplement

$$r_{ce} \equiv \frac{u_{ce}}{i_c} \Big|_{i_b=0} = \frac{1}{g_{ce}} = \frac{V_A}{I_C} \quad (3.53)$$

Paramètres hybrides Les paramètres “petits signaux” que nous venons de calculer sont présentés dans les fiches techniques à l'aide des paramètres hybrides pour un point de fonctionnement donné (par exemple $I_C = 1$ mA, $U_{CE} = 5$ V). Suivant les constructeurs, ces paramètres sont décrits avec des indices numériques ou alphabétiques. Le schéma correspondant à ces paramètres est donné à la figure 3.14. On voit alors que les équivalences sont les suivantes

$$\begin{aligned} h_{11} &= h_{ie} = r_{be} & h_{12} &= h_{re} \simeq 0 \\ h_{21} &= h_{fe} = \beta & h_{22} &= h_{oe} = g_{ce} \end{aligned}$$

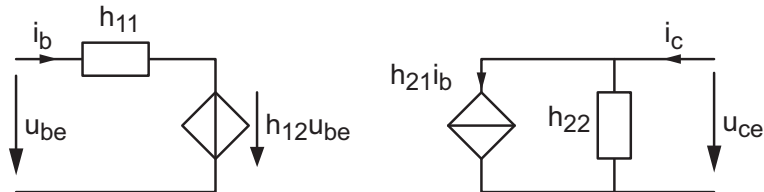


FIG. 3.14.: Représentation d'un transistor avec les paramètres hybrides

3. Circuits à transistors bipolaires

3.7. Amplificateur de tension

Grâce aux modèles linéaires du transistor et au théorème de superposition, le calcul d'un amplificateur (figures 3.15, 3.25 et 3.32 par exemple) devient très simple. Le calcul complet se décompose en cinq étapes successives :

1. **calcul du point de fonctionnement du circuit** : celui-ci ne dépend que des sources continues (les sources alternatives sont mises à zéro, figure 3.16) ;
2. **calcul des paramètres du transistor** g_m , r_{be} , r_{ce} à partir du courant de repos I_C ;
3. **dessin du circuit "petits signaux"** dans lequel on annule toutes les sources continues (figure 3.17a) et on remplace le transistor par son modèle petits signaux (figure 3.17b) ;
4. **calcul des paramètres de l'amplificateur équivalent** représenté par les résistances R_{in} , R_{out} et son gain en tension A_{U0} (figure 3.17c) ;
5. **calcul des tensions et courants intéressants** par superposition des valeurs DC et AC.

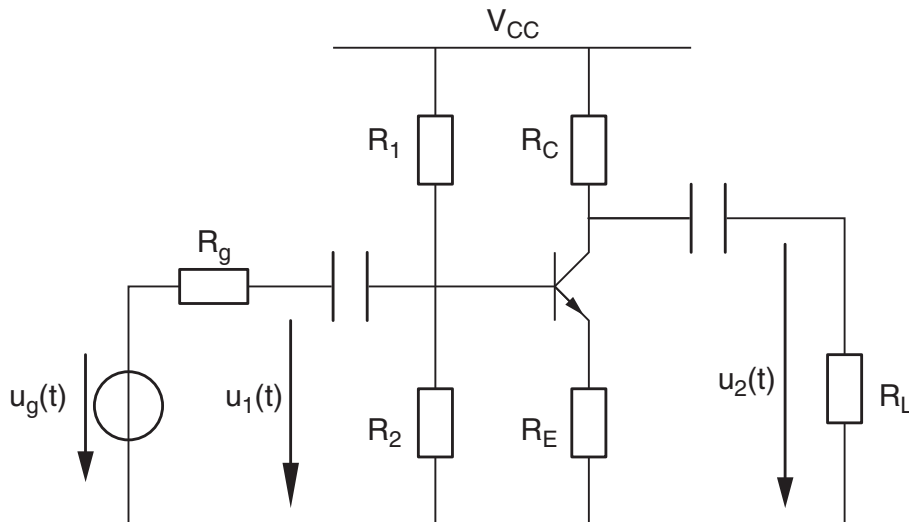


FIG. 3.15.: Schéma d'un amplificateur

3.7.1. Point de fonctionnement

Généralement, on fixe le point de fonctionnement (figure 3.10) au centre de la droite de charge limitée par

$$0 < I_C < \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad \text{et} \quad V_{CC} < U_{CE} < 0$$

La valeur exacte de I_C se calcule en remplaçant le diviseur $\{R_1; R_2\}$ par son générateur équivalent de Thévenin (figure 3.16) :

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.54)$$

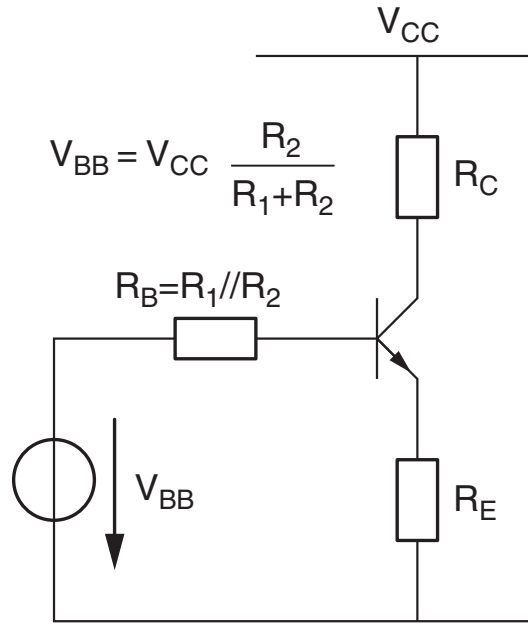


FIG. 3.16.: Schéma pour le calcul du point de fonctionnement

Puis, comme on l'a vu au paragraphe 3.4, on obtient alors le point de fonctionnement suivant

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_j}{R_E + R_B/\beta}, \quad U_C = V_{CC} - R_C I_C, \quad U_E = R_E I_E \simeq R_E I_C \quad (3.55)$$

autour duquel prendront place les variations causées par le signal utile.

3.7.2. Amplification

Le calcul de l'amplification des variations se fait avec le modèle "petits signaux" qui donne des résultats plus proches de la réalité que le modèle "grands signaux". Le schéma d'amplification est alors celui de la figure 3.17a ; dans ce schéma, on a admis que les capacités de couplage sont assez grandes pour que, du point de vue des variations, on puisse les considérer comme des courts-circuits.

Après avoir remplacé le transistor par son modèle "petits signaux" (figure 3.17b), on voit immédiatement que les tensions d'entrée et de sortie valent respectivement

$$u_1 = (r_{be} + (\beta + 1) R_E) i_b \simeq (r_{be} + \beta R_E) i_b \quad (3.56)$$

$$u_2 = -\beta i_b R_C \quad (3.57)$$

Dans cette dernière équation, afin de simplifier les calculs, on a admis que la résistance de sortie du transistor (r_{ce}) est infiniment grande.

Gain en tension Le rapport de ces deux tensions donne le gain en tension

$$A_{U0} \equiv \frac{u_2}{u_1} = -\frac{\beta R_C}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \simeq -\frac{\beta R_C}{r_{be} + \beta R_E}$$

3. Circuits à transistors bipolaires

Se souvenant que $r_{be} = \beta/g_m$, il vient alors

$$A_{U0} = -\frac{\beta R_C}{\beta/g_m + \beta R_E} = -\frac{R_C}{R_E + 1/g_m} \quad \text{avec} \quad \frac{1}{g_m} = \frac{V_T}{I_C} \quad (3.58)$$

On voit ainsi que le gain de l'amplificateur est entièrement déterminé par le choix du point de fonctionnement.

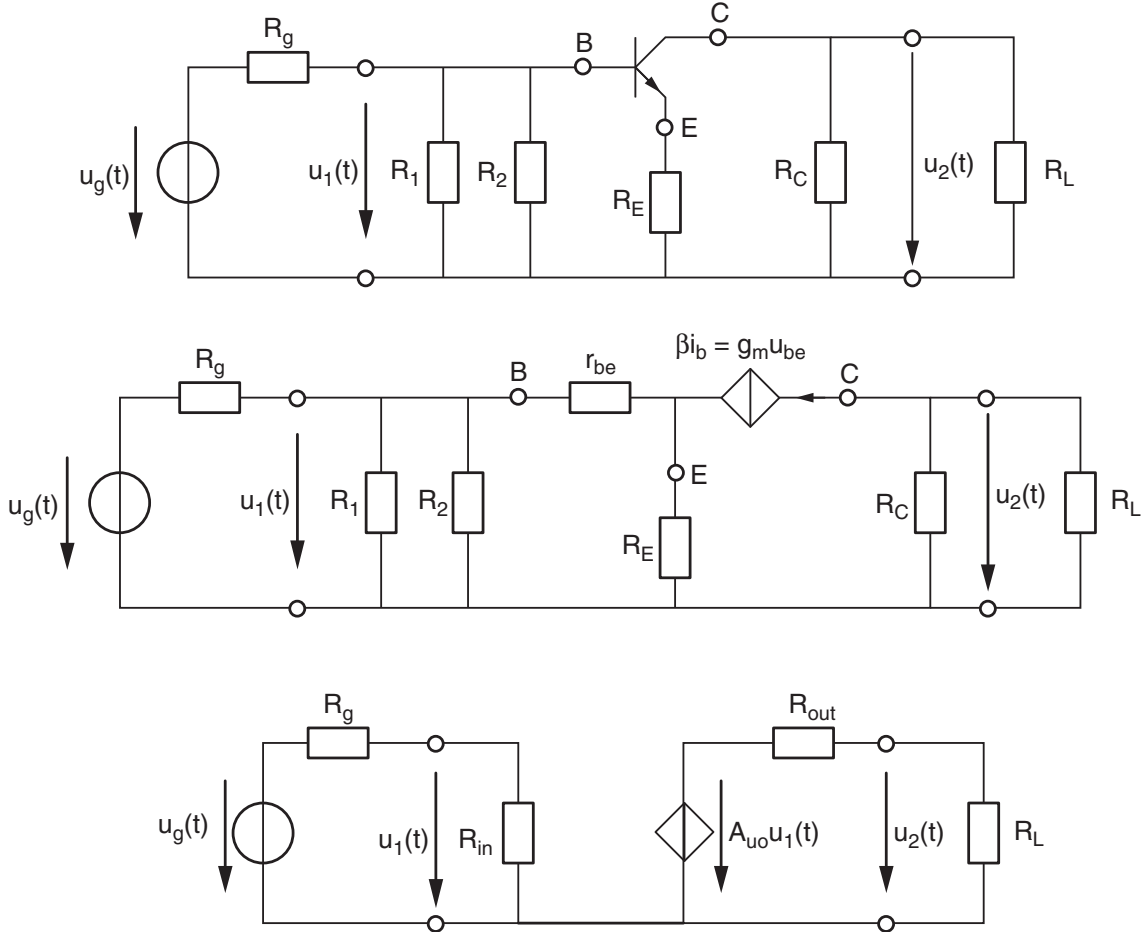


FIG. 3.17.: Schémas pour le calcul de l'amplification des petits signaux

- avec le transistor
- avec le modèle petits signaux
- son amplificateur équivalent

Résistance d'entrée Comme le courant circulant dans R_E est β fois plus grand que le courant de base, on montre aisément que la résistance d'entrée vaut

$$R_{in} \equiv \frac{u_1}{i_1} = R_B // (r_{be} + \beta R_E) \quad (3.59)$$

Résistance de sortie Ayant admis $r_{ce} \rightarrow \infty$ (ce qui est tout à fait raisonnable dans le cas de l'amplificateur de tension), la résistance vue depuis la charge vaut simplement R_C . On a donc :

$$R_{out} \equiv \frac{u_2}{i_2} \simeq R_C \quad (3.60)$$

Tension de sortie La tension de sortie $u_2(t)$ se calcule aisément en considérant la figure 3.17c. On y voit en effet deux diviseurs de tension et un gain permettant d'obtenir

$$u_1(t) = u_g(t) \frac{R_{in}}{R_{in} + R_g} \quad (3.61)$$

$$u_{20}(t) = A_{U0} u_1(t) \quad (3.62)$$

$$u_2(t) = u_{20}(t) \frac{R_L}{R_L + R_{out}} \quad (3.63)$$

Remarque En plaçant une capacité C_E en parallèle avec R_E , on augmente fortement le gain de l'amplificateur sans toutefois modifier le point de fonctionnement, ni sa stabilité ; celle-ci est en effet déterminée par la présence de la résistance d'émetteur qui ne doit pas être choisie nulle.

Pour tenir compte de la capacité C_E , il suffit de remplacer R_E par l'impédance $Z_E(j\omega)$ qui devient négligeable si $\omega \gg 1/R_E C_E$:

$$Z_E(j\omega) = \frac{R_E}{1 + j\omega C_E R_E} \rightarrow 0 \quad \text{si} \quad \omega \gg \frac{1}{R_E C_E}$$

Alors, la valeur absolue du gain tend vers son maximum et l'on a

$$A_{U0} = -\frac{g_m R_C}{1 + g_m Z_E(j\omega)} \rightarrow -g_m R_C \quad (3.64)$$

alors que la résistance d'entrée diminue sensiblement pour atteindre

$$R_{in} \simeq R_B // r_{be} \quad (3.65)$$

3.7.3. Exemple

On considère ici le calcul complet de l'amplificateur de la figure 3.15 (page 72) avec les valeurs numériques suivantes

$$u_g(t) = 100 \text{ mV} \sin(\omega t), \quad R_g = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_L = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 47 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 4.7 \text{ k}\Omega, \quad R_C = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 200, \quad V_j = 0.6 \text{ V}, \quad V_{CC} = 12 \text{ V}, \quad C_1 = C_2 = 1 \mu\text{F}$$

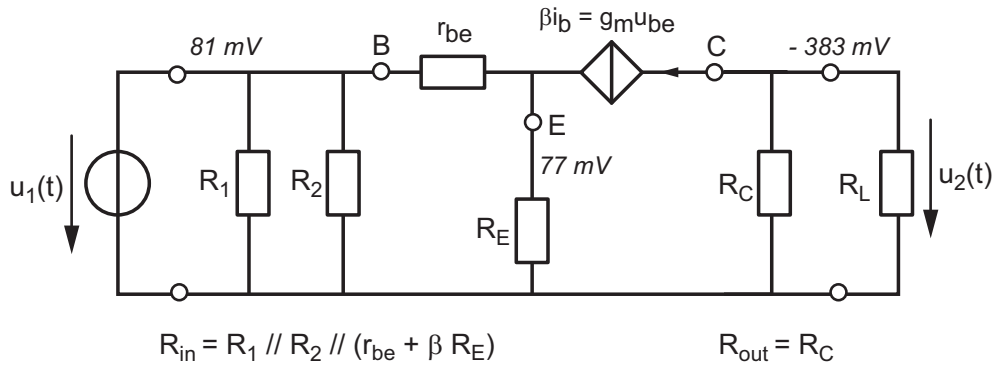
Solution

3. *Circuits à transistors bipolaires*

.

3. Circuits à transistors bipolaires

Schéma pour les petits signaux (AC)



$$A_U = u_2 / u_1 = -383 \text{ mV} / 81 \text{ mV} = -4.7 \text{ V/V} = 13.4 \text{ dB} \text{ } -180^\circ$$

Schéma complet avec les signaux **DC** et AC

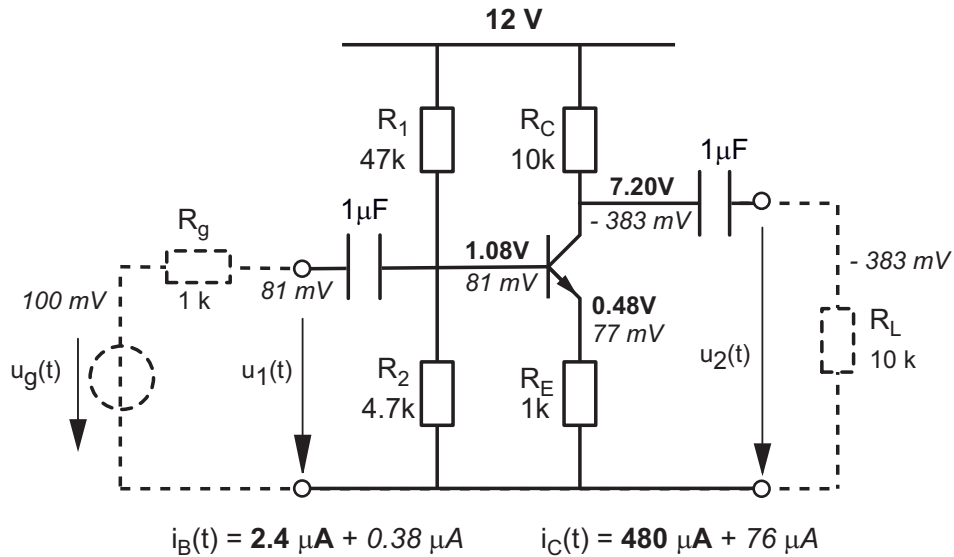


FIG. 3.18.: Résultats obtenus sur la base des modèles linéaires

Analyse des résultats calculés et simulés

Dans les schémas de la figure 3.18, on a reporté les valeurs de polarisation et celles des petits signaux calculées sur la base des modèles linéaires. Dans la figure 3.19a), on a tracé les signaux temporels obtenus par simulation Spice. On peut y lire les valeurs suivantes

$$\begin{aligned} u_1(t) &= 80 \text{ mV} \sin(\omega t) & u_B(t) &= 1.083 \text{ V}_{dc} + 80 \text{ mV} \sin(\omega t) \\ u_2(t) &= -380 \text{ mV} \sin(\omega t) & u_C(t) &= 7.28 \text{ V}_{dc} - 380 \text{ mV} \sin(\omega t) \end{aligned}$$

On voit ainsi la très bonne correspondance qu'il y a entre les valeurs calculées à l'aide des modèles linéaires et les résultats de simulation qui sont obtenus avec des modèles non linéaires très proches de la réalité.

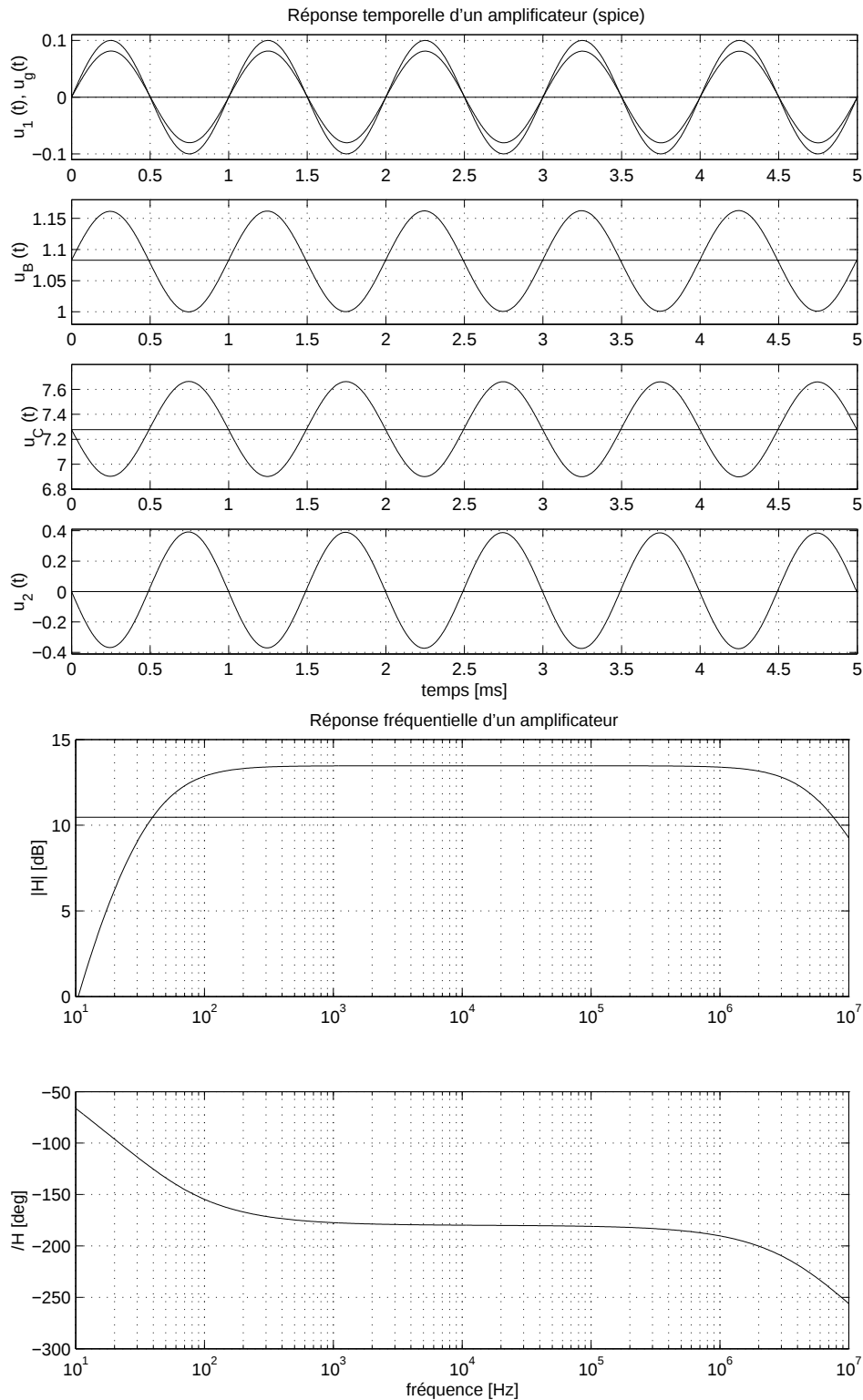


FIG. 3.19.: Résultats obtenus par simulation Spice

- a) réponse temporelle
- b) réponse fréquentielle

Enfin, même si dans le cadre de ce chapitre on n'a pas considéré le comportement fréquentiel

3. Circuits à transistors bipolaires

du transistor, il est intéressant de faire calculer et tracer par Spice la réponse fréquentielle de cet amplificateur (figure 3.19b). On y remarque que sa bande passante s'étend de 40 Hz à 7.6 MHz et que le gain dans la bande passante est de 13.47 dB. Ce gain correspond bien à celui calculé sur la base du modèle linéaire simple.

On notera que la fréquence de coupure inférieure (40 Hz) est due aux capacités de couplage utilisées pour relier l'amplificateur aux signaux extérieurs alors que la fréquence de coupure supérieure (7.6 MHz) est due aux capacités internes du transistor.

3.8. Sources de courant

Nous avons vu au paragraphe 3.4.1 que, dans la mesure où le transistor ne sature pas, le courant de collecteur est indépendant de la résistance de collecteur. Cette propriété est utilisée pour réaliser une source de courant telle que celle illustrée par la figure 3.20.

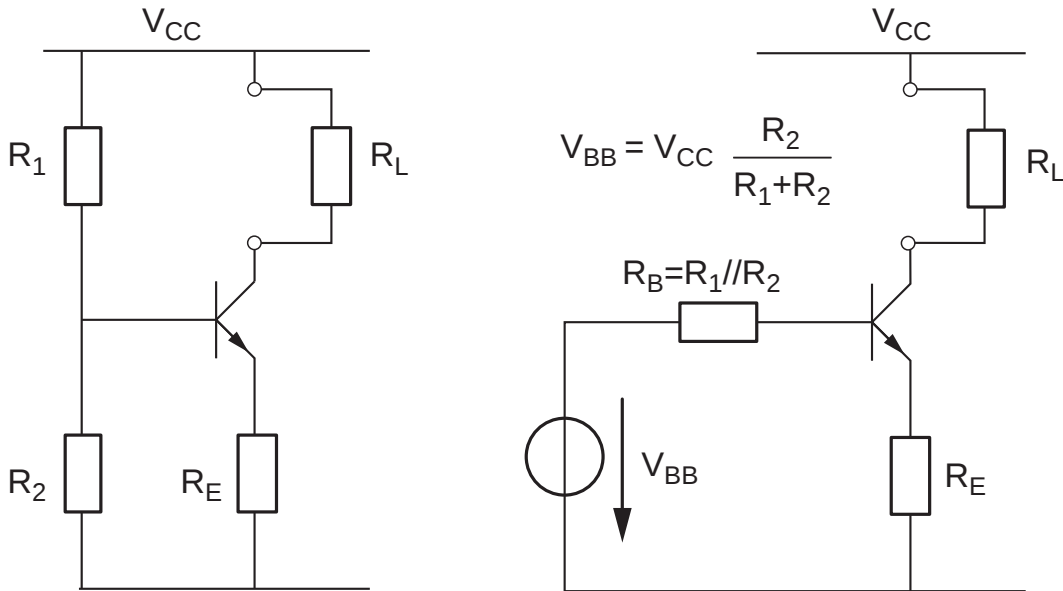


FIG. 3.20.: Source de courant

3.8.1. Domaine de fonctionnement

En mode actif, le courant I_L de la charge et la tension U_{CE} valent

$$I_L \equiv I_C = \frac{V_{BB} - V_j}{R_E + R_B/\beta} \quad (3.66)$$

$$U_{CE} = V_{CC} - R_L I_L - R_E I_L > 0 \quad (3.67)$$

Comme seule la charge R_L varie, la condition pour que le transistor ne sature pas est

$$R_L < R_{L,sat} = \frac{V_{CC}}{I_L} - R_E \quad (3.68)$$

Tant que la charge R_L est comprise entre 0 et cette valeur limite, le courant de collecteur I_C dépendra très peu de R_L . On a donc affaire à une source de courant dont il nous faut évaluer la résistance de sortie à l'aide du modèle des petits signaux.

3.8.2. Résistance de sortie

L'annulation des tensions continues de la source de courant conduit au schéma de la figure 3.21. On y voit que les résistances R_1 et R_2 se placent en parallèle ; pour la suite, on posera donc

$$R_{12} \equiv \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Afin d'alléger les expressions, on peut encore regrouper les résistances R_E , r_{be} et R_{12} en une résistance équivalente :

$$R_{equ} = R_E // (r_{be} + R_{12})$$

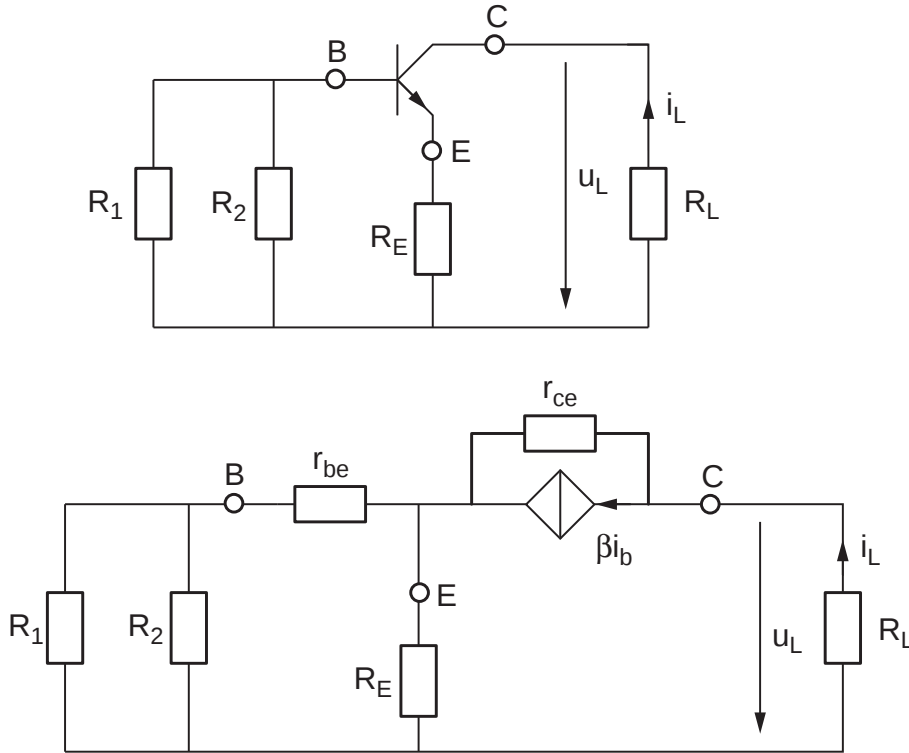


FIG. 3.21.: Schéma “petits signaux” d’une source de courant

Le calcul de la résistance de sortie définie par

$$R_{out} \equiv \frac{u_L}{i_L} \quad (3.69)$$

s’effectue à partir de la tension de sortie du circuit qui vaut :

$$u_L = r_{ce} (i_L - \beta i_b) + R_{equ} i_L \quad (3.70)$$

Comme le courant de base provient du diviseur de courant $\{R_E; r_{be} + R_{12}\}$, on a

$$i_b = -i_L \frac{R_E}{R_E + r_{be} + R_{12}} \quad (3.71)$$

Portant ce résultat dans l’équation précédente et regroupant les termes en i_L , il vient :

$$u_L = \left(R_{equ} + r_{ce} \left(1 + \frac{\beta R_E}{R_E + r_{be} + R_{12}} \right) \right) i_L$$

d'où :

$$R_{out} = \frac{u_L}{i_L} = R_{equ} + r_{ce} \left(1 + \frac{\beta R_E}{R_E + r_{be} + R_{12}} \right) \quad (3.72)$$

Comme R_{equ} est généralement négligeable par rapport à r_{ce} , on obtient finalement

$$R_{out} \simeq r_{ce} \left(1 + \frac{\beta R_E}{R_E + r_{be} + R_{12}} \right) \quad (3.73)$$

Pratiquement, R_{out} est de l'ordre de 10 à 100 r_{ce} et peut atteindre quelques centaines de $k\Omega$. On notera que, dans le cas où la résistance d'émetteur est nulle, on a

$$R_{out} = r_{ce} \quad \text{si} \quad R_E = 0 \quad (3.74)$$

3.8.3. Miroir de courant

Une manière simple de réaliser plusieurs sources de courant égales consiste à utiliser un miroir de courant dont le schéma est donné à la figure 3.22. Celui-ci est constitué de plusieurs transistors identiques dont toutes les bases sont reliées entre elles et les émetteurs entre eux. La tension base-émetteur est donc la même pour tous les transistors, ce qui entraîne des courants de collecteur égaux pour tous les transistors :

$$I_C = I_{L1} = I_{L2} \quad (3.75)$$

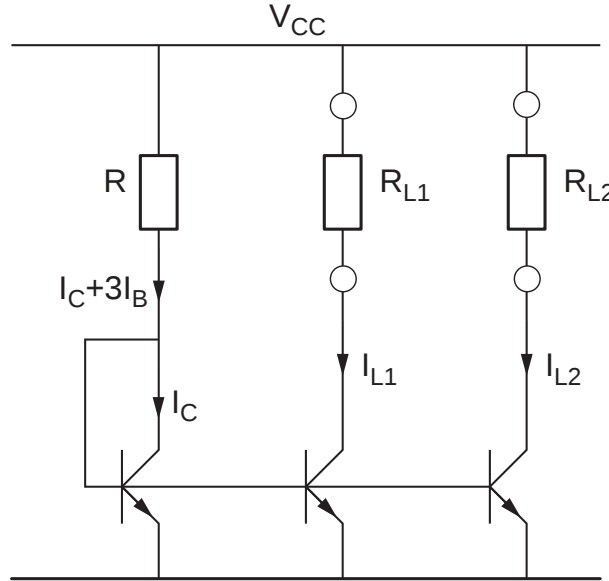


FIG. 3.22.: Miroir de courant

Le premier transistor, dit *transistor de commande du miroir*, a sa base reliée à son collecteur ; il travaille comme une diode ayant une tension de seuil V_j entre base et émetteur. L'équation de la première branche s'écrit donc

$$V_{CC} = R (I_C + 3I_B) + V_j \quad (3.76)$$

On en déduit que

$$\frac{V_{CC} - V_j}{R} = I_C + 3I_B \simeq I_C \quad \text{si} \quad \beta \gg 1 \quad (3.77)$$

Comme il n'y a pas de résistance d'émetteur dans un miroir de courant, la résistance de sortie de chaque source de courant vaut

$$R_{out} = r_{ce} \quad (3.78)$$

3.9. Amplificateur à collecteur commun

L'amplificateur à collecteur commun (figure 3.23) est généralement utilisé pour sa faible résistance de sortie. Ce qui signifie que la tension de sortie est peu sensible au courant soutiré par la charge. Le modèle d'ordre 0 nous permet en effet de voir que dans le cas où $R_B/\beta \ll R_L$, on a

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_j}{R_L + R_B/\beta} \simeq \frac{V_{BB} - V_j}{R_L} \quad (3.79)$$

avec

$$V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.80)$$

d'où

$$U_2 = R_L I_E \simeq R_L I_C \simeq V_{BB} - V_j \quad (3.81)$$

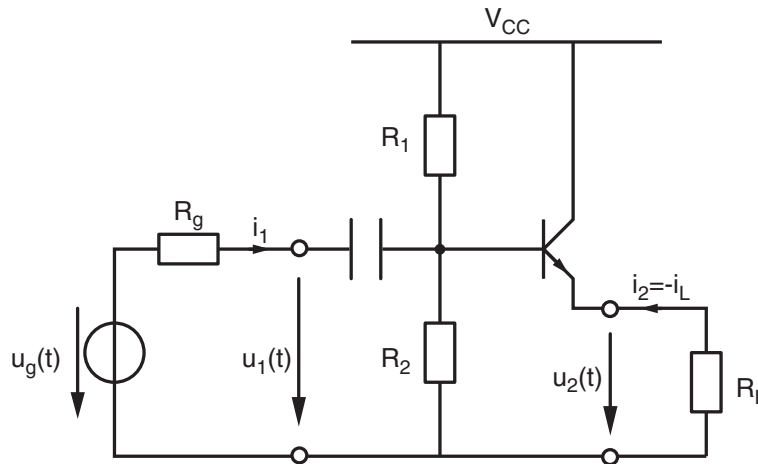


FIG. 3.23.: Amplificateur à collecteur commun

3.9.1. Paramètres de l'amplificateur CC

Du point de vue des petits signaux, le schéma d'un amplificateur CC devient celui de la figure 3.24. Les équations du circuit sont alors les suivantes

$$i_1 = \frac{u_1}{R_B} + \frac{u_1}{r_{be} + \beta R_L} \quad (3.82)$$

$$i_2 = -(\beta + 1) i_b \simeq -\beta i_b \quad (3.83)$$

$$u_1 = i_b r_{be} + \beta i_b R_L \quad (3.84)$$

$$u_2 = \beta i_b R_L = -r_{be} i_b - R_g i_1 + u_g \quad (3.85)$$

3. Circuits à transistors bipolaires

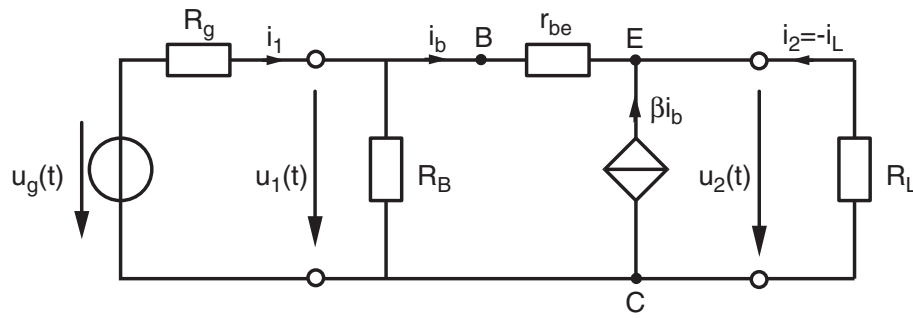


FIG. 3.24.: Schéma petits signaux de l'amplificateur à collecteur commun

De la première équation, on déduit la résistance d'entrée

$$R_{in} \equiv \frac{u_1}{i_1} = \left(\frac{1}{R_B} + \frac{1}{r_{be} + \beta R_L} \right)^{-1} \simeq R_B \quad (3.86)$$

Le rapport des deux tensions donne

$$A_u \equiv \frac{u_2}{u_1} = \frac{\beta i_b R_L}{i_b r_{be} + \beta i_b R_L}$$

d'où

$$A_u = \frac{\beta R_L}{r_{be} + \beta R_L} = \frac{R_L}{r_{be}/\beta + R_L} = \frac{R_L}{R_L + 1/g_m} < 1 \quad (3.87)$$

Comme le calcul de la résistance de sortie se fait en prenant $u_g = 0$, on voit que les résistances R_g et R_B se mettent en parallèle. On a donc

$$u_2 = -i_b \left(r_{be} + \frac{R_B R_g}{R_B + R_g} \right) = +\frac{i_2}{\beta} \left(r_{be} + \frac{R_B R_g}{R_B + R_g} \right) \quad (3.88)$$

D'où l'on tire

$$R_{out} \equiv \frac{u_2}{i_2} \Big|_{u_g=0} = \frac{1}{\beta} r_{be} + \frac{1}{\beta} \frac{R_B R_g}{R_B + R_g} = \frac{1}{g_m} + \frac{1}{\beta} \frac{R_B R_g}{R_B + R_g} \simeq \frac{1}{g_m} \quad (3.89)$$

3.10. Amplificateur différentiel

L'amplificateur différentiel est réalisé avec deux transistors et une source de courant. Son schéma est donné à la figure 3.25. Pour les calculs qui suivent, on fait l'hypothèse que les deux transistors sont identiques et que les températures de chaque jonction sont les mêmes. Ce point est important car les transistors ont des caractéristiques qui varient sensiblement avec la température. Par ailleurs, on peut relever que l'on intègre les paires différentielles sur un même substrat de silicium pour que les caractéristiques des transistors soient aussi proches que possibles.

Le calcul de cet amplificateur peut bien entendu se faire sur la base du modèle "petits signaux". Cependant, pour mieux comprendre le fonctionnement global du circuit, il vaut la peine de prendre en compte le modèle exponentiel des transistors $I_C = I_S e^{U_{BE}/V_T}$. C'est ce qui sera fait dans la section 3.10.4.

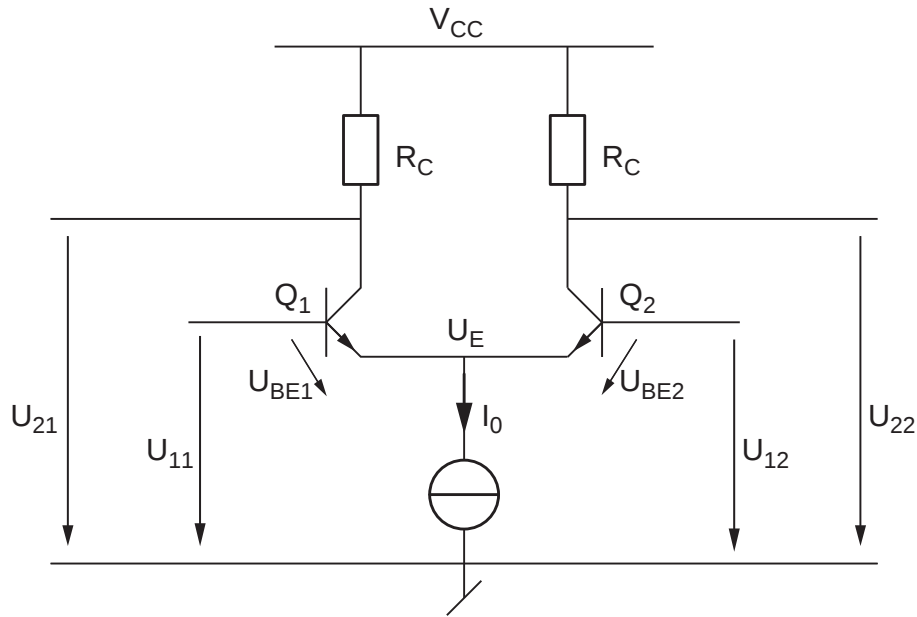


FIG. 3.25.: Amplificateur différentiel

3.10.1. Point de fonctionnement en mode commun

Comme les deux transistors sont identiques et qu'en mode commun les tensions de bases sont égales, les deux transistors conduisent de la même manière (figure 3.25). Les courants d'émetteurs sont donc égaux et ils valent

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_0}{2} \quad (3.90)$$

Comme $\beta \gg 1$, on admettra comme on l'a fait jusqu'ici

$$I_C \simeq I_E \quad (3.91)$$

La tension des deux émetteurs est légèrement inférieure au mode commun

$$U_E = U_{cm} - V_j = \frac{U_{11} + U_{12}}{2} - V_j \quad (3.92)$$

alors que les tensions de collecteur sont égales et valent

$$U_{C1} = U_{C2} = V_{CC} - R_C I_C = V_{CC} - R_C \frac{I_0}{2} \quad (3.93)$$

3.10.2. Amplificateur équivalent

Cette modélisation se fait sur la base du schéma "petits signaux" de la figure 3.26. On notera que le calcul peut se faire aussi bien en utilisant le modèle à gain en courant $i_c = \beta i_b$ que celui à transconductance $i_c = g_m u_{be}$ que l'on utilisera ici.

Résistance d'entrée Celle-ci est la somme des résistances que l'on voit depuis les bases des deux transistors, c'est-à-dire :

$$R_{in} = 2 r_{be} \quad (3.94)$$

3. Circuits à transistors bipolaires

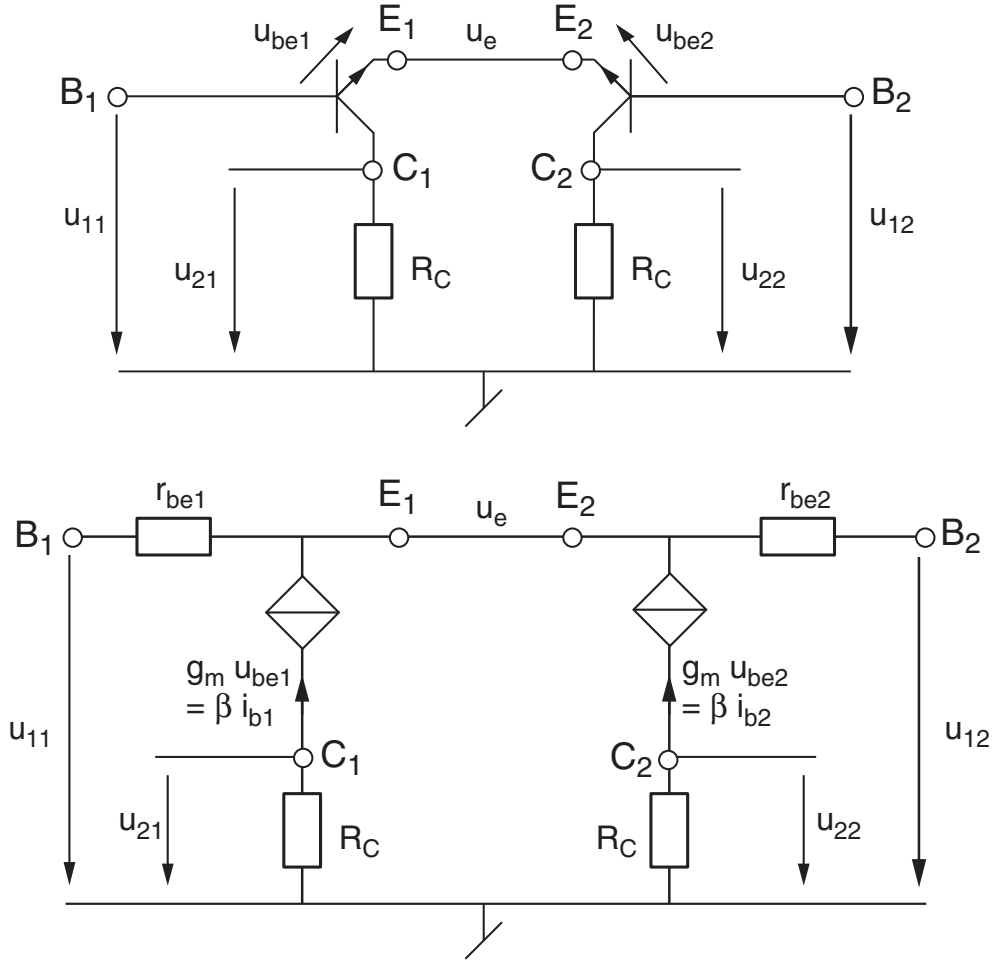


FIG. 3.26.: Schémas “petits signaux” de l’amplificateur différentiel

Résistance de sortie C’est la résistance que l’on voit depuis l’un des collecteurs. Admettant $r_{ce} \rightarrow \infty$, on a :

$$R_{out} = R_C \quad (3.95)$$

Dans le cas où on considère une sortie différentielle prise entre les deux collecteurs, on a :

$$R_{out, dm} = 2 R_C \quad (3.96)$$

Gain en tension Pour le calculer, considérons la tension de sortie u_{22} qui vaut

$$u_{22} = -\beta i_{b2} R_C = -g_m u_{be2} R_C \quad (3.97)$$

Comme on est en mode différentiel ($u_{12} = -u_{11}$), on a

$$u_{dm} = u_{11} - u_{12} = u_{be1} - u_{be2} \quad (3.98)$$

$$\text{avec } u_{be2} = -u_{be1} = -\frac{u_{dm}}{2} \quad (3.99)$$

On en déduit que, pour la deuxième sortie, le gain en tension vaut

$$A_{U2} \equiv \frac{u_{22}}{u_{dm}} = \frac{-g_m R_C u_{be2}}{-2 u_{be2}} = +\frac{g_m R_C}{2} = +\frac{R_C I_0}{4V_T} \quad (3.100)$$

Dans le cas où on considérerait une sortie différentielle prise entre les deux collecteurs, on aurait un gain deux fois plus grand :

$$A_{U,diff} = + \frac{R_C I_0}{2V_T} \quad (3.101)$$

On notera que ces gains ne dépendent que de R_C , I_0 et V_T .

3.10.3. Effet d'une source de courant réelle

Dans ce qui précède, on a admis que la source de courant était parfaite. En conséquence de quoi, le mode commun des tensions d'entrée n'avait aucune influence sur la sortie. Si l'on souhaite être plus près de la réalité, on doit reconsidérer le schéma de l'amplificateur différentiel en y ajoutant une résistance R_0 en parallèle avec la source de courant I_0 . Le schéma d'amplification devient alors celui de la figure 3.27.

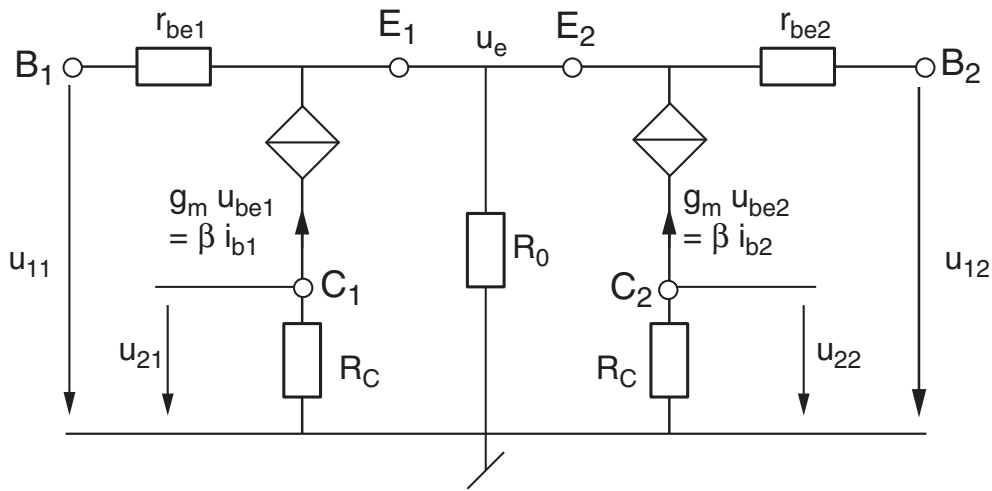


FIG. 3.27.: Schéma "petits signaux" avec une source de courant réelle

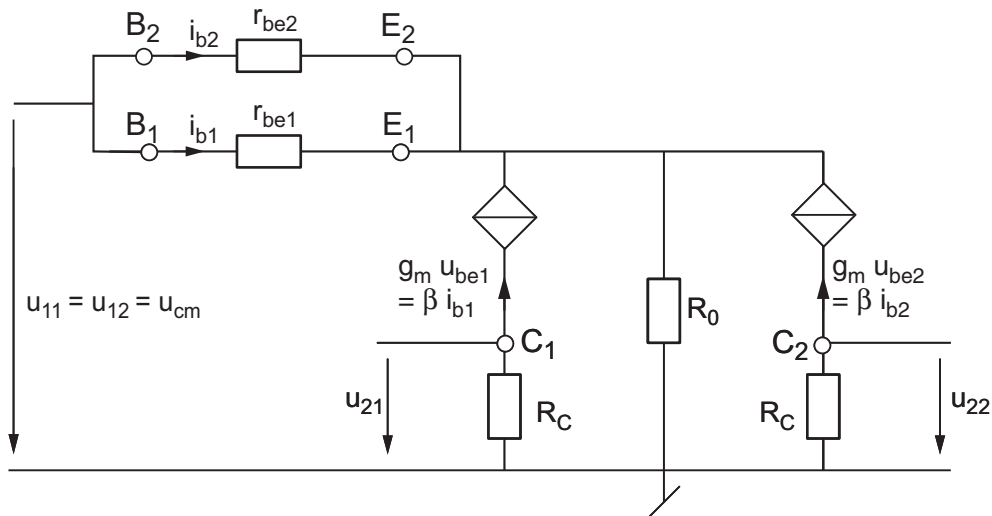


FIG. 3.28.: Schéma "petits signaux" pour le mode commun

En redessinant ce schéma pour le mode commun ($u_{11} = u_{12} = u_{cm}$), on obtient le schéma de la figure 3.28 duquel on tire

$$u_{22} = -\beta i_{b2} R_C \quad (3.102)$$

$$u_{cm} = r_{be} i_{b2} + R_0 (i_{b1} + i_{b2} + \beta i_{b1} + \beta i_{b2}) \quad (3.103)$$

Comme $i_{b1} = i_{b2}$, on en déduit que le gain en mode commun vaut

$$\begin{aligned} A_{cm} \equiv \frac{u_{22}}{u_{cm}} &= \frac{-\beta R_C}{r_{be} + 2(\beta + 1)R_0} \\ &\simeq \frac{-R_C}{r_{be}/\beta + 2R_0} = \frac{-R_C}{2R_0 + \frac{1}{g_m}} \end{aligned}$$

Généralement, l'inverse de la transconductance $1/g_m$ (quelques dizaines d'ohm) est négligeable par rapport à R_0 . On a donc

$$A_{cm} \simeq \frac{-R_C}{2R_0} \quad (3.104)$$

Sachant que le gain en mode différentiel vaut

$$A_{dm} = A_{U2} = +\frac{R_C I_0}{4V_T}$$

on peut calculer le taux de réjection du mode commun (TRMC ou CMRR = Common Mode Rejection Ratio) causé par la résistance interne de la source de courant

$$\rho = TRMC = \left| \frac{A_{dm}}{A_{cm}} \right| = \left| +\frac{R_C I_0}{4V_T} \left(-\frac{2R_0}{R_C} \right) \right| = \frac{I_0 R_0}{2V_T} \quad (3.105)$$

Il est important de noter que cette expression ne prend pas en compte les différences inévitables des transistors entre eux et des résistances entre elles. Le taux de réjection du mode commun sera donc toujours inférieur à l'estimation ci-dessus.

3.10.4. Caractéristique complète de l'amplificateur différentiel

Afin de mieux comprendre le fonctionnement global du circuit, il vaut la peine de prendre en compte le modèle exponentiel des transistors $I_C = I_S e^{U_{BE}/V_T}$. Ce qui, dans le cas de l'amplificateur différentiel, ne pose pas de difficulté.

En mode différentiel ($U_{11} = -U_{12}$), on a les équations de maille et de noeud suivantes

$$U_{11} - U_{12} \equiv U_{dm} = U_{BE1} - U_{BE2} \quad (3.106)$$

$$I_{E1} + I_{E2} = I_0 \quad (3.107)$$

Admettant que le gain en courant des transistors est beaucoup plus grand que 1, on a également

$$I_{C1} + I_{C2} \simeq I_0 \quad (3.108)$$

d'où

$$I_{C1} \left(1 + \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \right) = I_0 \quad (3.109)$$

Considérant que les courants de collecteur sont décrits par

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{U_{BE}}{V_T}\right) \quad (3.110)$$

et admettant que le courant de saturation I_S et la température sont les mêmes pour les deux transistors, il vient

$$I_{C1} \left(1 + \frac{I_S \exp(U_{BE2}/V_T)}{I_S \exp(U_{BE1}/V_T)}\right) = I_0$$

Ce qui donne après simplification

$$I_{C1} \left(1 + \exp\left(\frac{U_{BE2} - U_{BE1}}{V_T}\right)\right) = I_0$$

La différence des tensions base-émetteur étant égale à la tension différentielle d'entrée, on a finalement

$$I_{C1} = \frac{I_0}{1 + \exp\left(\frac{-U_{dm}}{V_T}\right)} \quad (3.111)$$

De manière similaire, on obtient

$$I_{C2} = \frac{I_0}{1 + \exp\left(\frac{+U_{dm}}{V_T}\right)} \quad (3.112)$$

La tension de sortie de l'amplificateur différentiel peut être prise entre les deux collecteurs ou sur l'un des deux collecteurs. Dans le cas où l'on prend la sortie sur le deuxième collecteur, on a :

$$U_{22} = V_{CC} - R_C I_{C2} = V_{CC} - \frac{R_C I_0}{1 + \exp\left(\frac{+U_{dm}}{V_T}\right)} \quad (3.113)$$

Les graphes des courants et tensions sont présentés dans les figures 3.29 et 3.30. On notera que les variations autour du point de fonctionnement peuvent être considérées comme raisonnablement linéaires si la tension différentielle d'entrée ne dépasse pas le potentiel thermique V_T .

Gain en tension Le gain en tension se calcule en considérant les variations autour du point de repos de la tension de sortie prise ici sur le deuxième collecteur. On a donc :

$$A_{U2} \equiv \left. \frac{dU_{22}}{dU_{dm}} \right|_{U_{dm}=0} \quad (3.114)$$

avec

$$\begin{aligned} \frac{dU_{22}}{dU_{dm}} &= \frac{d}{dU_{dm}} \left(V_{CC} - \frac{R_C I_0}{1 + \exp\left(\frac{+U_{dm}}{V_T}\right)} \right) \\ &= 0 + \frac{R_C I_0}{\left(1 + \exp\left(\frac{+U_{dm}}{V_T}\right)\right)^2} \exp\left(\frac{+U_{dm}}{V_T}\right) \frac{1}{V_T} \end{aligned}$$

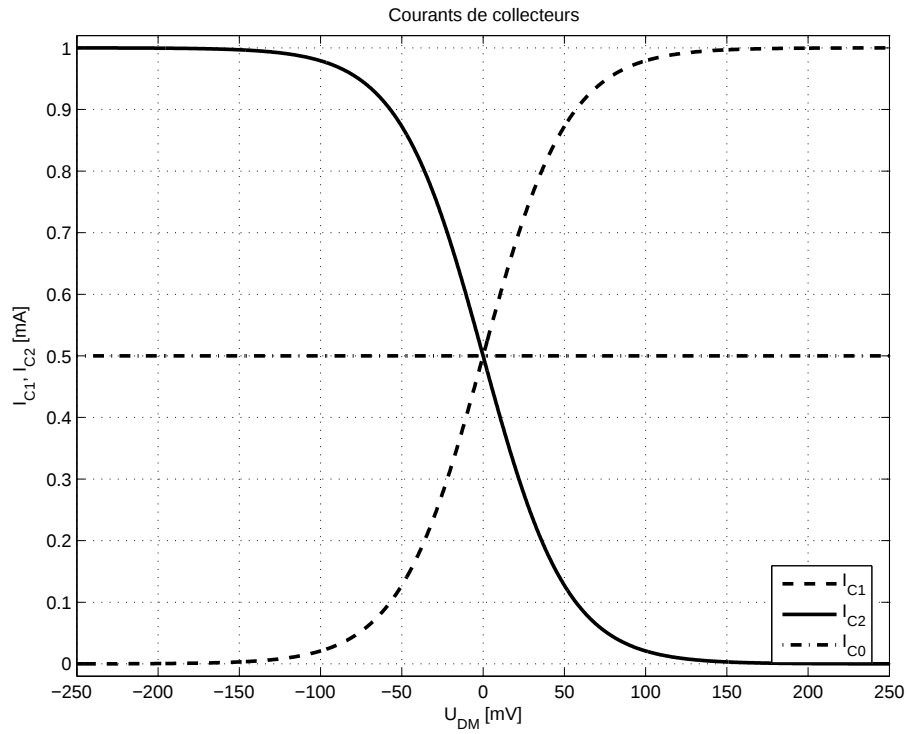


FIG. 3.29.: Courants de collecteurs

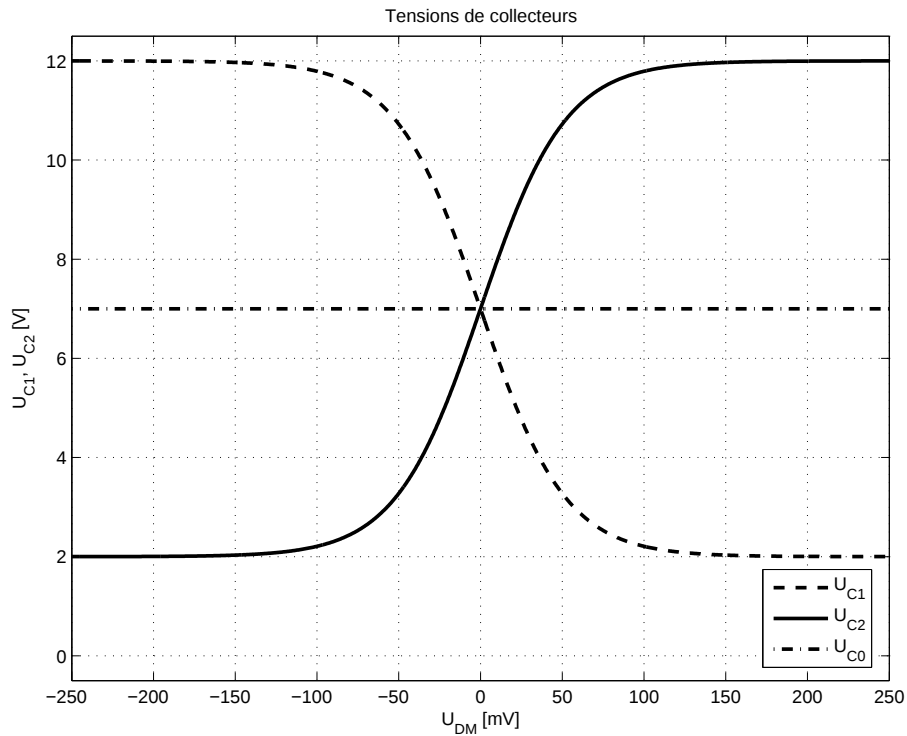


FIG. 3.30.: Tensions de collecteurs

Ce qui, lorsque $U_{dm} = 0$, devient simplement

$$\left. \frac{dU_{22}}{dU_{dm}} \right|_{U_{dm}=0} = + \frac{R_C I_0}{2^2} \cdot 1 \cdot \frac{1}{V_T}$$

donc

$$A_{U2} = + \frac{R_C I_0}{4 V_T} \quad (3.115)$$

Comme les courants de repos des deux transistors valent $I_0/2$, la transconductance g_m de chaque transistor vaut $I_0/(2V_T)$. Le gain en tension peut alors également s'écrire sous la forme :

$$A_{U2} = + \frac{g_m R_C}{2} \quad (3.116)$$

Si la tension avait été prise sur le premier collecteur, on aurait obtenu :

$$A_{U1} = - \frac{R_C I_0}{4 V_T} = - \frac{g_m R_C}{2} \quad (3.117)$$

Enfin, si l'on avait considéré la sortie différentielle prise entre les deux collecteurs, on aurait un gain deux fois plus grand :

$$A_{U, dm} \equiv A_{U1} - A_{U2} = - \frac{R_C I_0}{2 V_T} = -g_m R_C \quad (3.118)$$

3.11. Amplificateur push-pull

L'association d'un transistor npn avec son complémentaire pnp permet de réaliser un circuit capable, suivant la polarité du signal d'entrée, de fournir ou recevoir un courant de la charge (figure 3.31). Un tel circuit porte le nom d'amplificateur push-pull (pousser-tirer). Si la tension d'entrée est positive et supérieure à V_j , le transistor Q_1 (npn) conduit et Q_2 (pnp) est bloqué ; alors, le courant circule de Q_1 vers la charge R_L . Pour que Q_2 conduise, la tension d'entrée doit être inférieure à $-V_j$; le transistor Q_1 est alors bloqué et courant circule de la charge R_L à travers Q_2 , en sens inverse du précédent. On notera que les deux transistors sont dans une configuration collecteur commun.

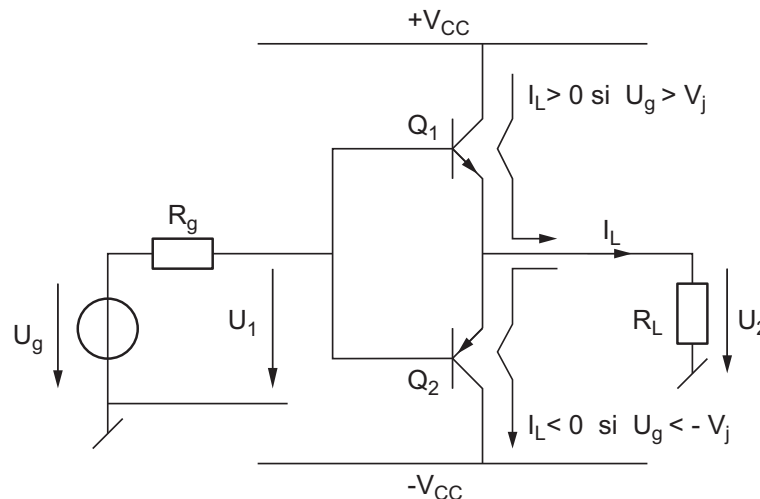


FIG. 3.31.: Amplificateur push-pull élémentaire

Lorsque la tension d'entrée est comprise entre $-V_j$ et $+V_j$, aucun transistor ne conduit et la tension de sortie est alors nulle. Cela conduit à une déformation sensible et inadmissible du signal de sortie par rapport à la tension d'entrée (figure 3.33a).

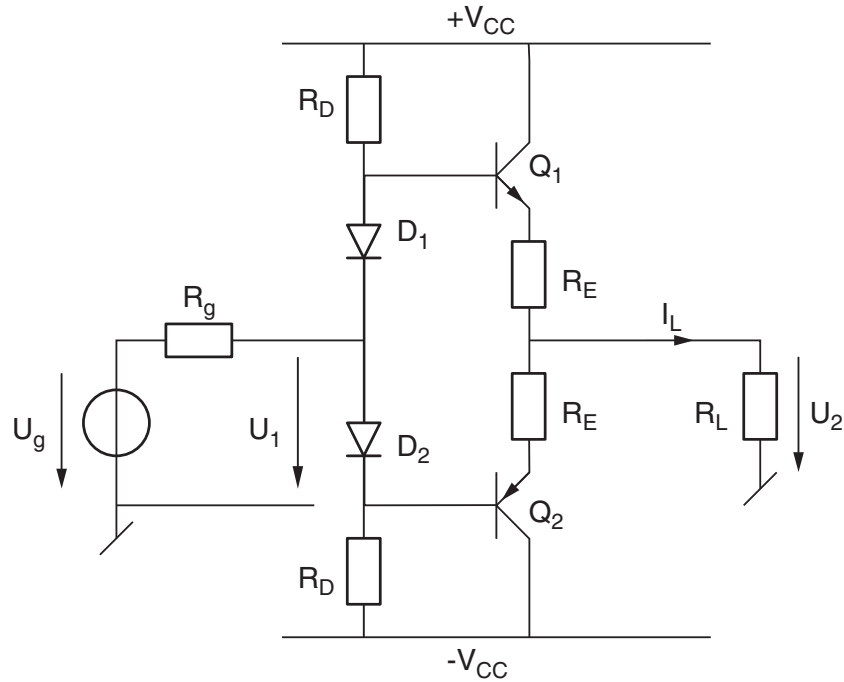


FIG. 3.32.: Amplificateur push-pull avec polarisation

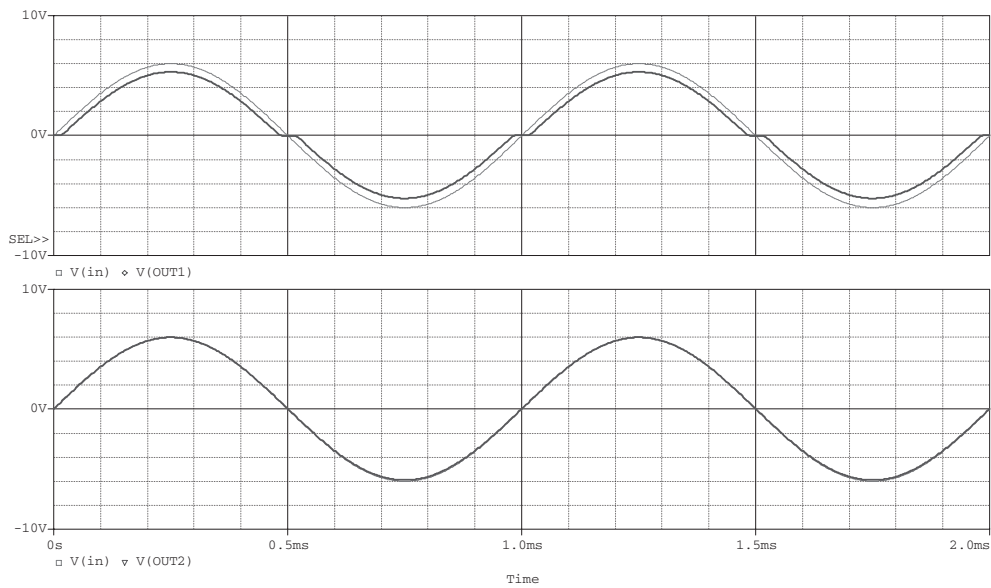


FIG. 3.33.: Tensions de sortie d'un amplificateur push-pull

- a) sans polarisation (Vout1)
- b) avec polarisation (Vout2)

On peut corriger ce problème en compensant la tension de seuil V_j des transistors à l'aide de diodes de polarisation placées entre la base de chaque transistor et le générateur d'entrée (figure 3.32). Pour rendre conductrices ces diodes, on y fait circuler un courant provenant des tensions d'alimentation via les résistances R_D . La tension de sortie est alors pratiquement égale à la tension d'entrée (figure 3.33b).

Dans la réalité, la tension aux bornes des deux diodes n'est pas exactement égale à celle

des deux jonctions base-émetteur; le courant d'émetteur n'est donc pas maîtrisé et on risque un emballement thermique dû au fait que la tension de seuil V_j diminue avec la température.

Pour pallier ce défaut, on incorpore deux résistances R_E de faibles valeurs (quelques ohms) entre les émetteurs et la charge R_L ; ces résistances compenseront la différence de tension entre les diodes et les jonctions des transistors.

3.11.1. Gain en tension, résistances d'entrée et de sortie

Comme les transistors travaillent alternativement entre blocage et forte conduction, il est difficile de considérer que le signal utile consiste en une variation autour d'un point de fonctionnement. Il faut donc bien être conscient du fait que l'utilisation des modèles "petits signaux" pour évaluer les résistances d'entrée et de sortie du montage push-pull n'est qu'une approximation grossière d'un comportement fortement non-linéaire. Les valeurs estimées pour g_m et r_{be} doivent donc être utilisées avec précaution.

Appliquant malgré tout le modèle "petits signaux" à un transistor conducteur (l'autre étant bloqué), on montre aisément les résultats suivants :

$$R_{in} \simeq R_D \parallel R_D \parallel (r_{be} + \beta (R_E + R_L)) \quad (3.119)$$

$$R_{out} \simeq R_E + \frac{1}{\beta} (r_{be} + R_D \parallel R_D \parallel R_g) \quad (3.120)$$

$$A_{U0} = 1 \quad (3.121)$$

On notera que l'amplificateur push-pull n'est pas un amplificateur unilatéral. En effet, comme le montrent ces résultats, la résistance d'entrée dépend de la charge R_L et la résistance de sortie dépend de la résistance interne R_g du générateur fournissant U_1 .

3.12. Calcul d'un amplificateur à plusieurs étages

Pour conclure et faire la synthèse de ce qui a été vu jusqu'ici, on se propose de calculer, analyser et simuler un amplificateur à plusieurs étages (figure 3.34). Cet amplificateur est constitué de :

1. un étage d'entrée réalisé avec une paire différentielle et sa source de courant ;
2. un étage adaptateur de niveau permettant de ramener vers zéro la tension de sortie de l'amplificateur différentiel ;
3. un étage de sortie réalisé avec une structure push-pull ;
4. des tensions d'alimentation $V_{CC} = -V_{EE} = +12\text{ V}$;
5. des résistances suivantes

$$R_C = R_4 = 7\text{ k}\Omega, \quad R_3 = R_D = 12\text{ k}\Omega, \quad R_E = 10\ \Omega, \quad R_L = 200\ \Omega$$

Considérant que cet amplificateur reçoit un signal d'entrée sinusoïdal d'amplitude 10 mV et admettant

- des tensions de seuil de 0.6 [V] pour les transistors et les diodes,

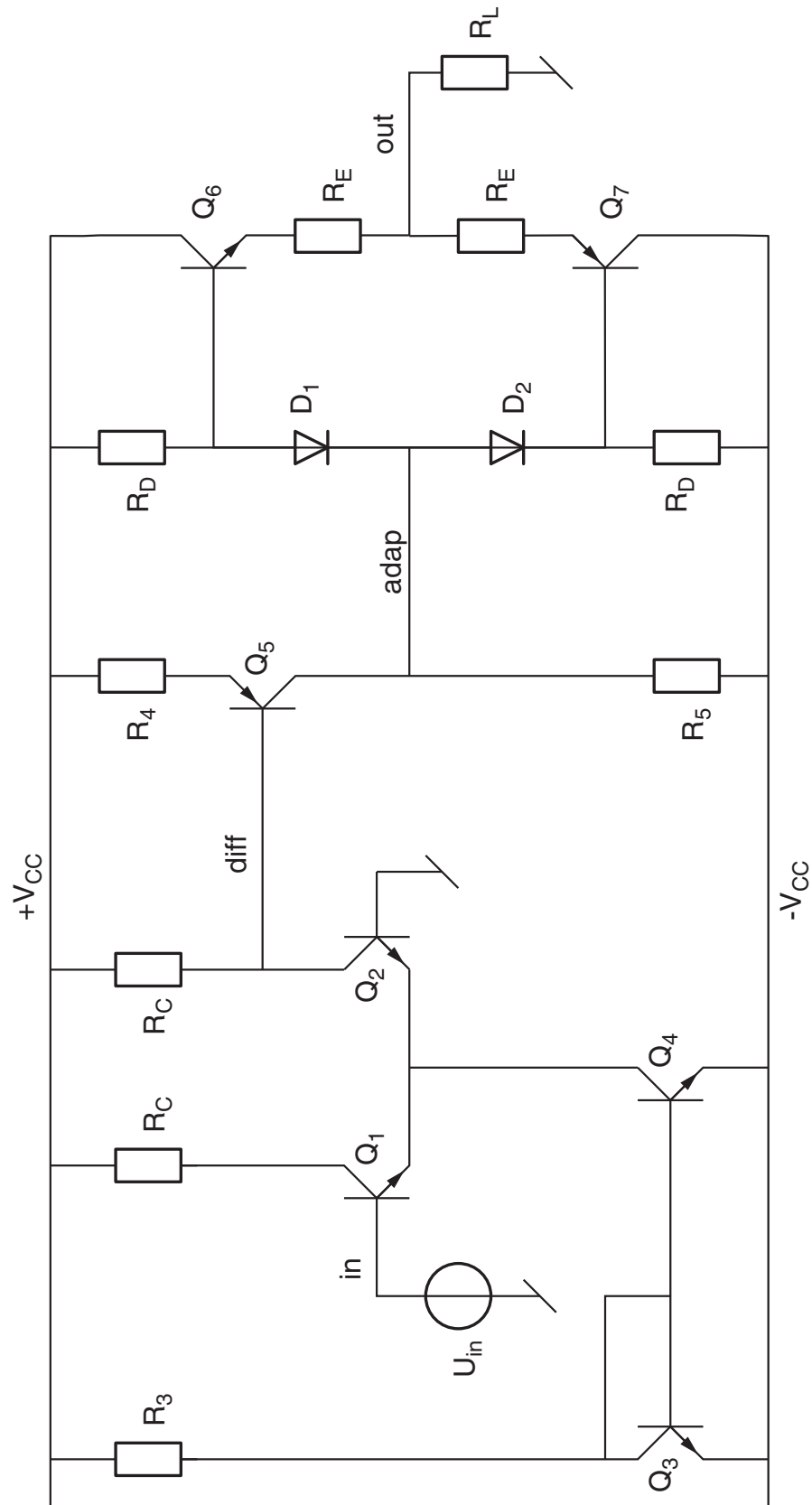


FIG. 3.34.: Amplificateur multi-étages

- un gain en courant de 250 pour tous les transistors,
- une tension de Early infinie pour tous les transistors,

on calculera :

1. les courants de repos de chaque composant et la valeur de R_5 pour que la tension de sortie de l'adaptateur de niveau soit nulle ;
2. les paramètres différentiels des transistors et des diodes ;
3. les résistances d'entrée et de sortie, ainsi que le gain en tension à vide de chaque étage ;
4. les résistances d'entrée et de sortie, ainsi que les gains en tension à vide et en charge de l'amplificateur complet.

Une simulation avec des transistors PN100 (nnp), PN200 (pnp) et des diodes 1N4148 permettra d'évaluer la qualité des modèles utilisés.

3.12.1. Points de fonctionnement

3.12.2. Paramètres différentiels

3.12.3. Modèles d'amplification de chaque étage

3.12.4. Amplificateur complet

3.12.5. Simulation Spice

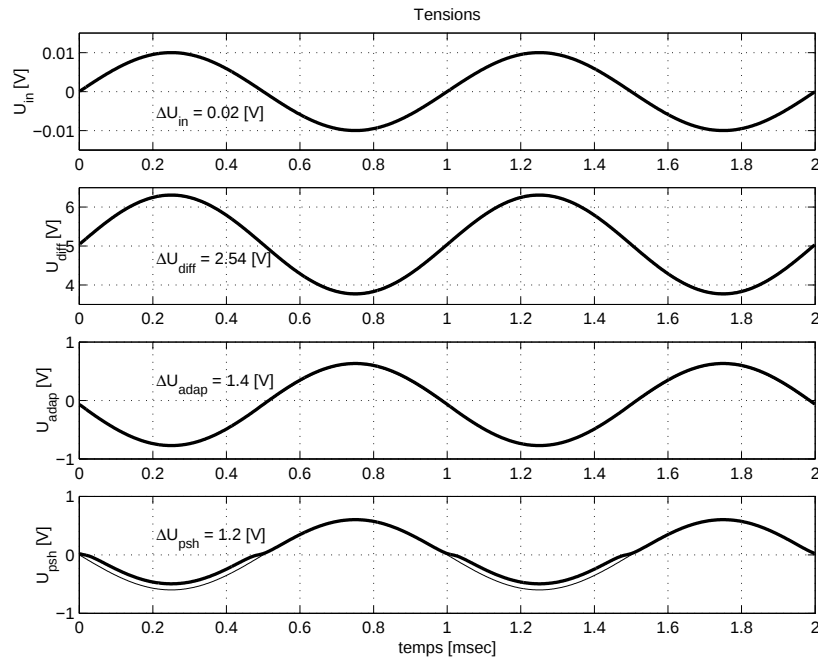


FIG. 3.35.: Tensions dans l'amplificateur

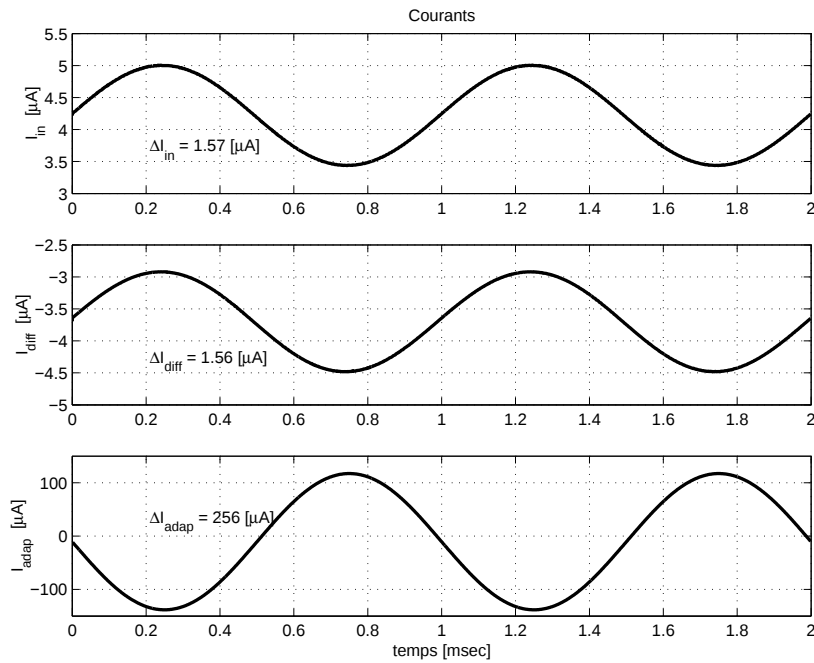


FIG. 3.36.: Courants dans l'amplificateur

La déformation que l'on peut observer sur l'alternance négative de la tension de sortie provient d'une polarisation insuffisante du transistor pnp (Q_7). Le problème se corrige simplement en plaçant une diode supplémentaire en série avec D_2 .

3. Circuits à transistors bipolaires

3.12.6. Comparaison des résultats obtenus

Parties	Grandeurs	Unités	Théorie	Simulation	Remarques
Polarisation	I_{C4}	mA	1.95	2.0	
	I_{C1}, I_{C2}	mA	0.98	1.0	
	I_{C5}	mA	0.89	0.88	
	I_{D1}	mA	0.95	0.955	
	I_{D2}	mA	0.95	0.944	
	I_{C6}	mA	0	0.112	
	I_{C7}	mA	0	0.006	
	U_{diff}	V	5.17	5.04	
	U_{adap}	mV	-42	-67	
	U_{out}	mV	-42	+21	
Ampli. diff.	r_{be}	k Ω	6.7	6.2	fichier *.out
	R_{in}	k Ω	13.3	12.7	$\Delta U_{in}/\Delta I_{in}$
	R_{out}	k Ω	7.0	—	
	A_{U0}	V/V	131	—	
	A_U	V/V	131	127	$\Delta U_{diff}/\Delta U_{in}$
Adaptateur	r_{be}	k Ω	7.3	7.1	fichier *.out
	R_{in}	M Ω	1.76	1.6	$\Delta U_{diff}/\Delta I_{diff}$
	R_{out}	k Ω	13.5	—	
	A_{U0}	V/V	-1.92	—	
	A_U	V/V	-0.55	-0.55	$\Delta U_{adap}/\Delta U_{diff}$
Push-pull	r_d	Ω	49	50	fichier *.out
	r_{be}	k Ω	2.5	55	fichier *.out
	R_{in}	k Ω	5.4	5.5	$\Delta U_{adap}/\Delta I_{diff}$
	R_{out}	Ω	37	33	voir équ. 3.122
	A_{U0}	V/V	1	—	
	A_U	V/V	0.84	0.86	$\Delta U_{out}/\Delta U_{adap}$
Ampli. complet	R_{in}	k Ω	12.8	12.7	$R_{in,diff}$
	R_{out}	Ω	37	33	$R_{out,psh}$
	A_{U0}	V/V	-71.4	—	
	A_U	V/V	-60.6	-60	$\Delta U_{out}/\Delta U_{in}$

Mesure de la résistance de sortie

Partant du diviseur constitué par la résistance de sortie et la résistance de charge, on a

$$U_L = U_{co} \frac{R_L}{R_L + R_{out}}$$

Comme la tension en circuit ouvert d'un amplificateur vaut $U_{co} = A_{U0} \cdot U_{in}$, on a dans le cas de la partie push-pull

$$U_{out} = (A_{U0,psh} \cdot U_{adap}) \frac{R_L}{R_L + R_{out}}$$

On en déduit alors que la résistance de sortie vaut :

$$R_{out} = R_L \left(A_{U0,psh} \frac{\Delta U_{adap}}{\Delta U_{out}} - 1 \right) \quad \text{avec} \quad A_{U0,psh} = 1 \quad (3.122)$$

3.13. Exercices

Pour les exercices qui suivent et sauf indication contraire, les transistors seront caractérisés par

$$\beta = 200, \quad V_j = 0.6 \text{ V}, \quad V_A \rightarrow \infty, \quad I_E \simeq I_C$$

TBP1 Sachant que les transistors des trois circuits de la figure 3.37 sont actifs et tels que

$$I_B = 5 \mu\text{A}, \quad I_C = 1 \text{ mA}, \quad U_{CE} = 5 \text{ V}$$

1. marquez les points B, C et E sur chaque circuit ;
2. dessinez les flèches des courants et placez les indices manquants ;
3. calculez les tensions de chaque circuit ;
Rép : a) $V_{BB} = 0.65 \text{ V}$, $V_{CC} = 10 \text{ V}$; b) $V_{BB} = 5.65 \text{ V}$, $V_{CC} = 10.0 \text{ V}$;
c) $V_{EE} = -1.6 \text{ V}$, $V_{CC} = 9.4 \text{ V}$
4. calculez la puissance dissipée par chaque transistor. (**Rép :** $P = 5 \text{ mW}$)

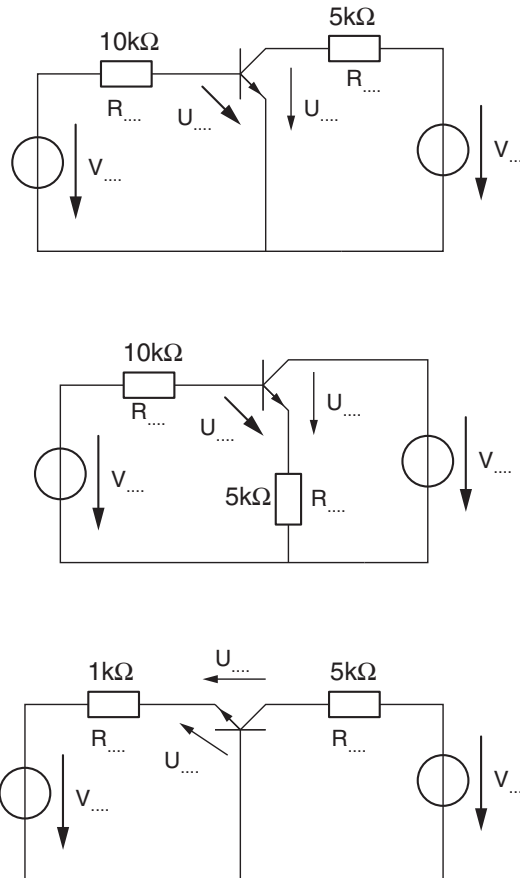


FIG. 3.37.: TBP1

TBP2 Considérant le circuit général (figure 3.38) avec

$$V_{BB} = 1.6 \text{ V}, \quad V_{CC} = 12 \text{ V}, \quad R_B = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_C = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 100 \Omega$$

dessinez son schéma avec les valeurs proposées puis

3. Circuits à transistors bipolaires

1. calculez les courants $I_{C,max}$, I_B , I_C et la tension U_{CE} ;
Rép : $I_B = 33.3 \mu A$, $I_C = 6.67 \text{ mA}$, $U_{CE} = 4.67 \text{ V}$
2. on change V_{BB} et R_C ; pour quelles valeurs de celles-ci obtient-on $U_{CE} = 4 \text{ V}$ et $I_C = 10 \text{ mA}$.
Rép : $V_{BB} = 2.1 \text{ V}$, $R_C = 0.7 \text{ k}\Omega$
3. calculez les courants $I_{C,max}$, I_B , I_C et la tension U_{CE} lorsque $V_{BB} = 1.6 \text{ V}$, $R_E = 0$.
Rép : $I_B = 0.1 \text{ mA}$, $I_C = I_{C,max} = 12 \text{ mA}$, $U_{CE} = 0 \text{ V}$

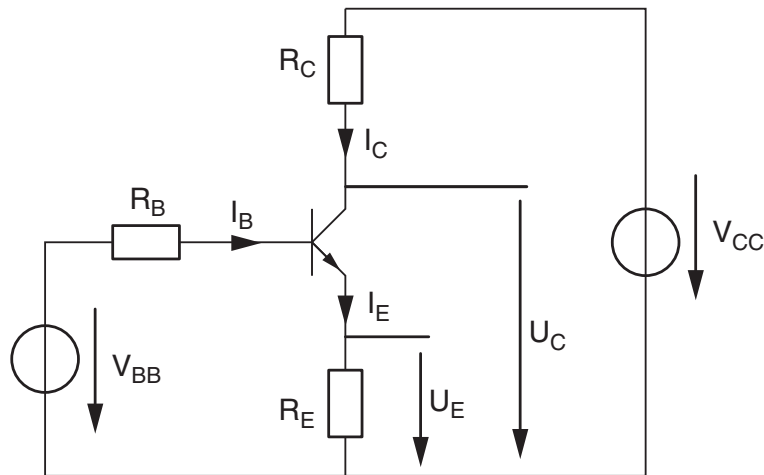


FIG. 3.38.: TBP 2-3-4-9-12

TBP3 Considérant le circuit général (figure 3.38) avec

$$V_{CC} = 12 \text{ V}, \quad R_B = 3 \text{ k}\Omega, \quad R_C = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 2 \text{ k}\Omega$$

calculez $I_{C,max}$, I_B , I_C , I_E et U_{CE} lorsque 1) $V_{BB} = 2 \text{ V}$, 2) $V_{BB} = 3 \text{ V}$.

TBP4 Considérant le circuit général (figure 3.38) avec

$$V_{BB} = 2 \text{ V}, \quad V_{CC} = 12 \text{ V}, \quad R_B = 47 \text{ k}\Omega, \quad R_C = 2.2 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 0.33 \text{ k}\Omega$$

1. calculez la puissance dissipée par le transistor ;
2. que se passe-t-il si R_C augmente ?
3. calculez la valeur de R_C qui sature le transistor.

Rép : $P = 14.2 \text{ mW}$, $R_{C,sat} = 4.5 \text{ k}\Omega$

TBP5 Considérant le circuit (a) de la figure 3.39,

1. calculez le générateur équivalent de Thévenin V_{BB} lorsque $U_1 = 6 \text{ V}$;
Rép : $V_{BB} = 3 \text{ V}$, $R_B = 15 \text{ k}\Omega$
2. calculez $I_{C,max}$, I_C et U_{CE} ;
Rép : $I_C = 2.23 \text{ mA}$, $U_{CE} = 15.5 \text{ V}$
3. calculez la valeur de la tension U_1 telle que
 - a) le transistor bloqué commence à conduire ; **Rép** : $U_{1,bl} = 1.2 \text{ V}$
 - b) le transistor actif commence à saturer ; **Rép** : $U_{1,sat} = 22.7 \text{ V}$
4. dessinez la caractéristique de transfert $U_C(U_1)$.

TBP6 Considérant le circuit (b) de la figure 3.39 avec

$$V_{CC} = 12 \text{ V}, \quad R_1 = 820 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 82 \text{ k}\Omega, \quad R_C = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

calculez $I_{C,max}$, I_C , U_C , U_E , U_B et P .

Rép : $I_C = 0.36 \text{ mA}$, $U_C = 8.42 \text{ V}$, $U_B = 0.96 \text{ V}$, $U_E = 0.36 \text{ V}$, $P = 2.9 \text{ mW}$

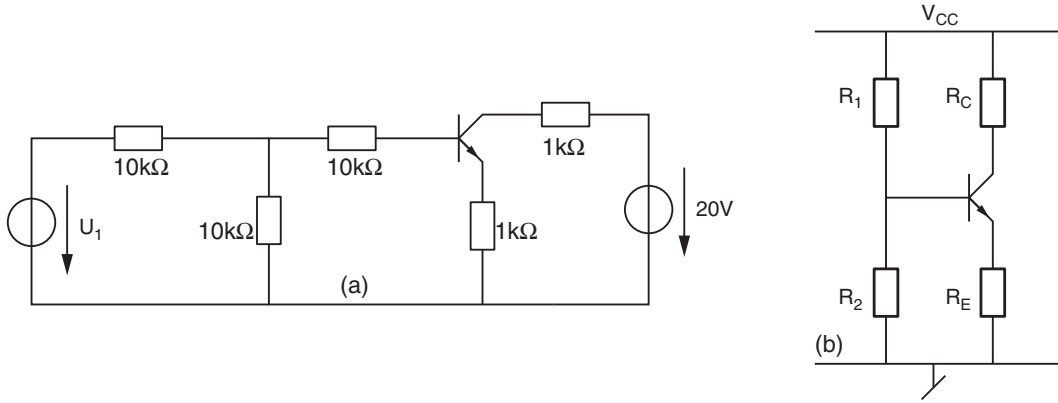


FIG. 3.39.: TBP5-6

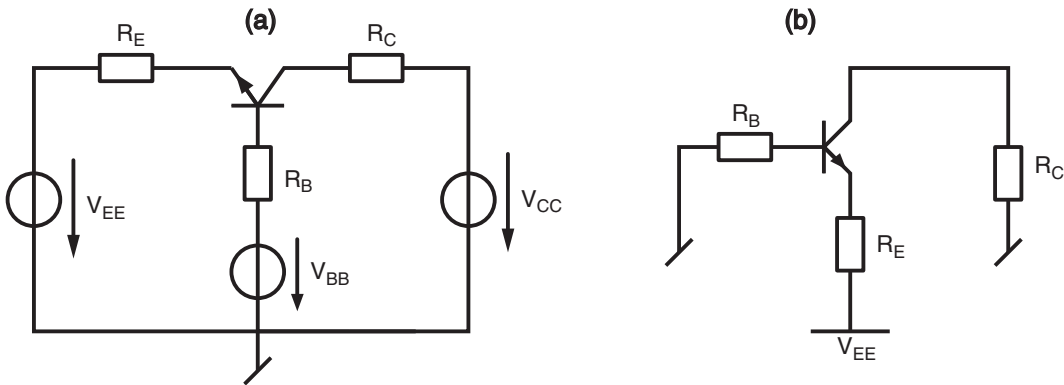


FIG. 3.40.: TBP7-8

TBP7 Considérant le circuit (a) de la figure 3.40 avec

$$V_{EE} = -6 \text{ V}, \quad V_{BB} = +2 \text{ V}, \quad V_{CC} = +12 \text{ V}$$

$$R_B = 330 \text{ k}\Omega, \quad R_C = 3.3 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

calculez $I_{C,max}$, I_C , U_C , U_E , U_B et P .

Rép : $I_{C,max} = 4.18 \text{ mA}$, $I_C = 2.79 \text{ mA}$

$U_C = 2.78 \text{ V}$, $U_B = -2.61 \text{ V}$, $U_E = -3.21 \text{ V}$, $P = 16.7 \text{ mW}$

TBP8 Considérant le circuit (b) de la figure 3.40 avec

$$V_{EE} = -12 \text{ V}, \quad R_B = 820 \text{ k}\Omega, \quad R_C = 2 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

calculez $I_{C,max}$, I_C , U_C , U_E , U_B et P .

Rép : $I_C = 2.23 \text{ mA}$, $U_C = -4.47 \text{ V}$, $U_B = -9.16 \text{ V}$, $U_E = -9.76 \text{ V}$, $P = 11.8 \text{ mW}$

TBP9 Considérant le circuit général (figure 3.38) avec

$$V_{CC} = 15 \text{ V}, \quad R_B = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_C = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 0.1 \text{ k}\Omega$$

calculez et tracez la caractéristique de transfert $U_C(V_{BB})$ lorsque la tension V_{BB} varie de -5 V à $+5 \text{ V}$.

TBP10 Le circuit de la figure 3.41 permet de produire un champ magnétique variable à l'aide du diviseur potentiométrique constitué de R_1 et de la résistance R_2 variant logarithmiquement. Considérant les valeurs numériques suivantes

$$V_{CC} = 48 \text{ V}, \quad R_1 = 330 \Omega, \quad R_2 = 1 \Omega \cdots 10 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_L = 100 \Omega$$

1. remplacez le diviseur par son générateur équivalent de Thévenin ;
2. calculez littéralement le courant $I_L(R_2)$; quelle sera sa valeur maximum ?
3. calculez $R_{2,bloc}$ et $R_{2,sat}$;
4. que vaut I_L lorsque $R_2 = 10 \Omega, 30 \Omega, 100 \Omega, 300 \Omega, 1 \text{ k}\Omega, 3 \text{ k}\Omega, 10 \text{ k}\Omega$?
5. esquissez dans un diagramme semi-logarithmique $I_L(R_2)$ pour $1 \Omega \leq sR_2 \leq 10 \text{ k}\Omega$;
6. que se passe-t-il lorsque l'on ouvre l'interrupteur K ? proposez une solution pour éviter une destruction du transistor.

Rép : $I_{C,max} = 43.6 \text{ mA}, \quad R_{2,bloc} = 4.2 \Omega, \quad R_{2,sat} = 3.8 \text{ k}\Omega$

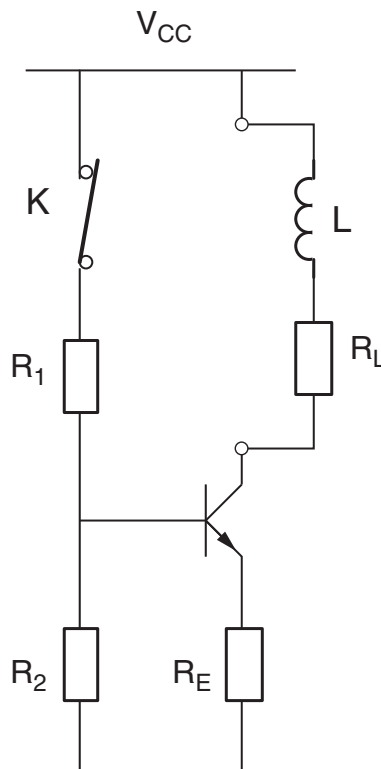


FIG. 3.41.: TBP 10

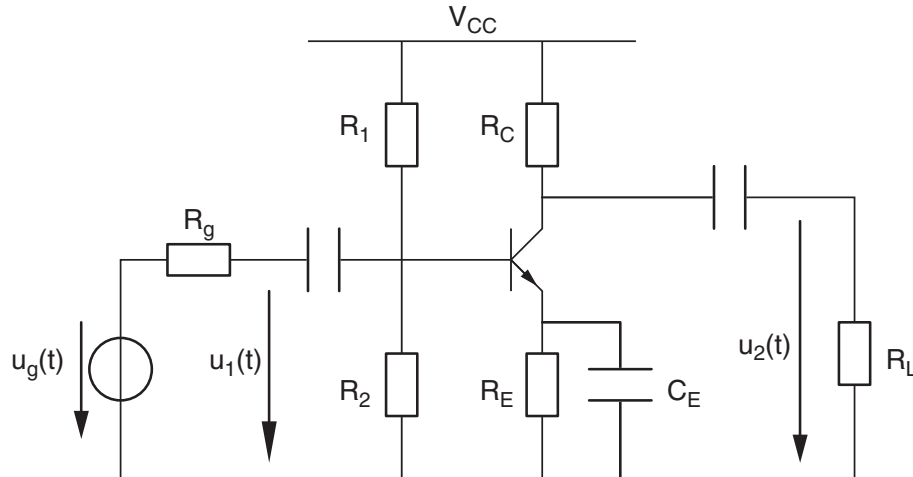


FIG. 3.42.: TBP 11

TBP11 Considérant l'amplificateur de la figure 3.42 dans lequel *une capacité est mise en parallèle avec R_E* et les valeurs suivantes

$$V_{CC} = 12 \text{ V}, \quad R_1 = 600 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 50 \text{ k}\Omega, \quad R_C = 22 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$u_g(t) = 10 \text{ mV} \sin(\omega t) \quad R_g = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_L = 33 \text{ k}\Omega, \quad 1/\omega C \rightarrow 0$$

1. calculez les valeurs de polarisation I_C , U_B , U_C et U_E ;
2. quelles sont la puissance dissipée par le transistor et celle fournie par l'alimentation ?
3. calculez les paramètres différentiels du transistor ;
4. dessinez le schéma d'amplification en précisant où se situent les connexions B, C, E ;
5. dessinez le schéma de l'amplificateur de tension équivalent puis calculez ses paramètres R_{in} , R_{out} , A_{U0} ; observant les valeurs de R_{in} et A_{U0} , quel est l'intérêt de la capacité C_E ?
6. calculez les tensions d'entrée $u_1(t)$ et de sortie $u_2(t)$;
7. dessinez les tensions $u_B(t)$ et $u_C(t)$;
8. calculez les gains A_U , A_I , A_P de l'amplificateur.

TBP12 Considérant le circuit de base (figure 3.38) avec

$$V_{BB} = 1.2 \text{ V}, \quad V_{CC} = 24 \text{ V}, \quad R_B = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_C = 2 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 50 \Omega$$

dans lequel on place en série avec la tension d'alimentation de la base V_{BB} un générateur sinusoïdal $u_1(t) = 10 \text{ mV} \sin(\omega t)$ de fréquence 1 kHz. Redessinez son schéma en incluant le générateur d'entrée $u_1(t)$ et la connexion de sortie $u_2(t)$ prise sur le collecteur puis

1. calculez le point de fonctionnement du circuit I_C , U_B , U_C et U_E ;
2. calculez les paramètres différentiels du transistor ;
3. dessinez le schéma d'amplification en précisant où se situent les connexions B, C, E ;
4. dessinez le schéma de l'amplificateur de tension équivalent puis calculez ses paramètres R_{in} , R_{out} , A_{U0} ;
5. calculez les variations de courants i_b , i_c et de tensions u_b , u_e , u_c autour du point de fonctionnement ;
6. esquissez les tensions $u_B(t)$, $u_C(t)$, $u_E(t)$.

TBP13 Considérant l'amplificateur de la figure 3.43 et les valeurs suivantes

$$V_{CC} = 12 \text{ V}, \quad R_1 = 15 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 8.2 \text{ k}\Omega, \quad R_C = 4 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 4 \text{ k}\Omega$$

$$u_g(t) = 10 \text{ mV}_{ac}, \quad R_g = 50 \Omega, \quad R_{E2} = 470 \Omega, \quad 1/\omega C \rightarrow 0$$

1. calculez les valeurs de polarisation I_{C1} , I_{C2} , U_{B1} , U_{C1} , U_{E2} ;
2. calculez les paramètres différentiels des transistors ;
3. dessinez le schéma d'amplification en précisant où se situent les connexions B, C, E ;
tracez une ligne de séparation entre les deux étages d'amplification ;
4. calculez les paramètres R_{in} , R_{out} , A_{U0} de chaque étage d'amplification ;
5. dessinez le schéma équivalent avec les deux amplificateurs ;
6. quelle est la fonction de chaque amplificateur ?
7. calculez les tensions d'entrée $u_1(t)$ et de sortie $u_2(t)$;
8. on charge le circuit avec $R_L = 100 \Omega$; que vaut $u_2(t)$?

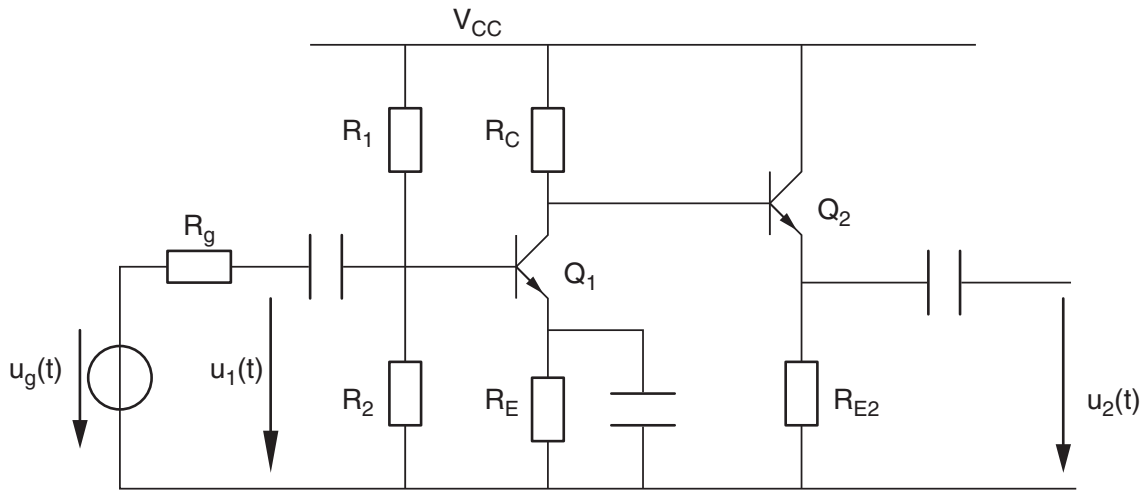


FIG. 3.43.: TBP13

TBP14 On s'intéresse ici à la source de courant de la figure 3.44. Dans ce nouveau schéma, la résistance R_2 du diviseur de tension a été remplacée par une diode Zener caractérisée par sa tension de seuil U_{Z0} et sa résistance différentielle r_z . Redessinez son schéma avec le modèle d'ordre 1 de la diode Zener puis, considérant les valeurs suivantes

$$V_{CC} = 24 \text{ V}, \quad R_1 = 6 \text{ k}\Omega, \quad U_{Z0} = 6 \text{ V}, \quad r_z = 6 \Omega, \quad R_E = 0.47 \text{ k}\Omega$$

1. calculez V_{BB} , R_B et le courant de collecteur I_C ;
2. calculez la valeur de R_L conduisant à la saturation du transistor ;
3. calculez les paramètres différentiels du transistor en admettant que le potentiel de Early vaut $V_A = 100 \text{ V}$;
4. dessinez le schéma "petits signaux" en précisant où se situent les connexions B, C, E ;
5. calculez la résistance de sortie de cette source de courant et donnez son générateur de Thévenin équivalent ;
6. calculez la variation de courant ΔI_C lorsque la charge varie de 0 à $R_{L, sat}$.

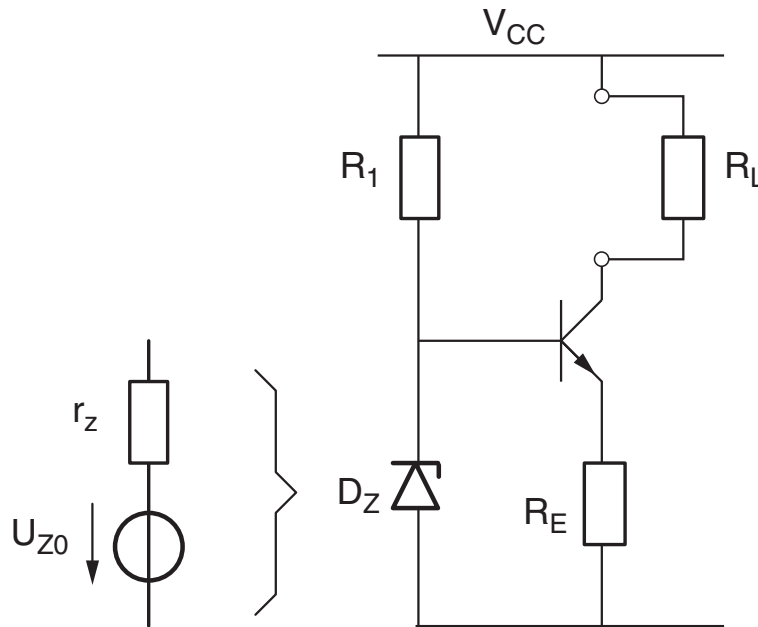


FIG. 3.44.: TBP 14

TBP15 Considérant l'amplificateur différentiel de la figure 3.45 avec les valeurs suivantes

$$V_{CC} = +12\text{ V} = -V_{EE}, \quad R_C = 12\text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 82\text{ k}\Omega, \quad R_2 = 39\text{ k}\Omega, \quad R_E = 3.3\text{ k}\Omega$$

on demande d'analyser

1. **la polarisation avec** $U_{11} = U_{12} = 0$
 - a) calculez les courants I_{C3} , I_{C1} , I_{C2} ;
 - b) calculez les tensions U_{E1} , U_{C1} , U_{C2} , U_{E3} et U_{B3} ;
2. **le mode commun avec** $U_{11} = U_{12} = U_{cm} \neq 0$
 - a) soit $U_{cm} = 3\text{ V}$; calculez U_{C1} , U_{C2} , U_E , U_{E3} ;
 - b) jusqu'à quel point peut-on abaisser U_{cm} sans saturer Q_3 ?
 - c) jusqu'à quel point peut-on augmenter U_{cm} sans saturer $Q_{1,2}$?
3. **le mode différentiel avec** $U_{11} = -U_{12} = 10\text{ mV}$
 - a) que valent U_{dm} et U_{cm} ?
 - b) calculez les paramètres différentiels des 3 transistors ;
 - c) dessinez le schéma d'amplification en considérant que la source de courant I_0 est parfaite ;
 - d) calculez les paramètres de l'amplificateur différentiel R_{in} , R_{out} , A_{dm} ;
 - e) calculez la tension de sortie de l'amplificateur.

3. Circuits à transistors bipolaires

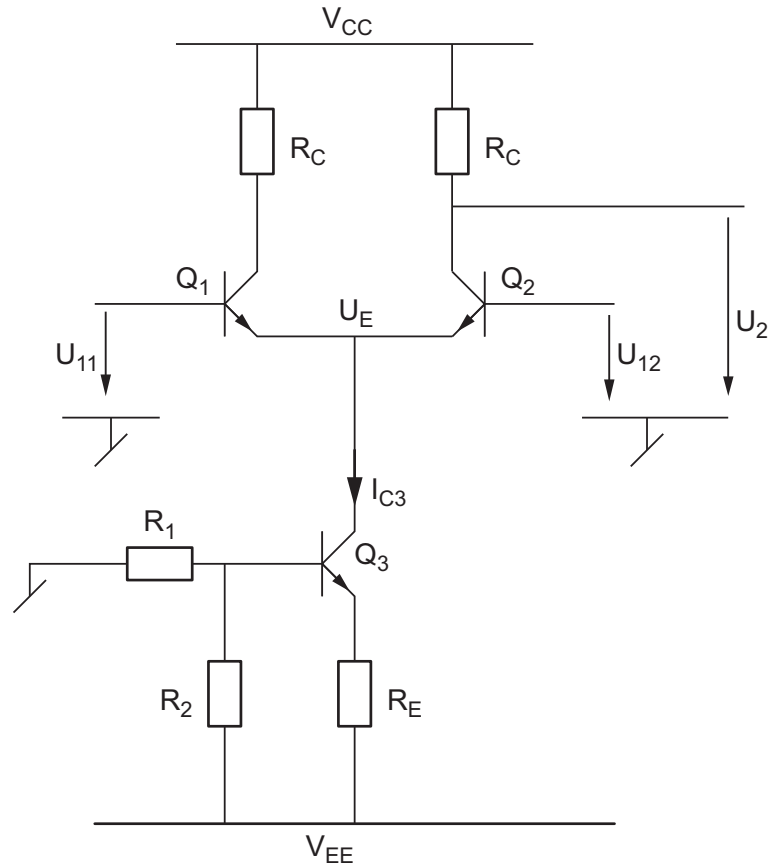


FIG. 3.45.: TBP15-16-17

TBP16 Dans l'exercice précédent, on a admis que la source de courant I_0 était parfaite. Or, dans le cas où la résistance R_0 de la source n'est pas infinie, toute variation du mode commun va entraîner des variations de I_{C3} , donc des variations de la tension de sortie. Pour le voir, on demande

1. Calculez la résistance de sortie R_0 de la source de courant ($V_A \simeq 100 [V]$).
2. Dessinez le schéma "petits signaux" pour le mode commun ($u_{11} = u_{12} = u_{cm}$).
3. Calculez la variation de la tension de sortie u_{22} par rapport à la variation de la tension en mode commun u_{cm} .
4. Calculez le gain du mode commun $A_{cm} \equiv u_{22}/u_{cm}$ et le taux de réjection du mode commun.
5. Considérant les tensions d'entrée $U_{11} = 4.20 [V]$, $U_{12} = 4.22 [V]$,
 - a) calculez les effets des tensions U_{cm} et U_{dm} sur la tension de sortie u_{22} ;
 - b) quelle est l'erreur causée par le mode commun ?
 - c) calculez la tension totale U_{C2} du collecteur.

TBP 17 : Dans l'amplificateur différentiel la figure 3.45, on remplace la source de courant par une simple résistance R_0 . Calculez les gains A_{dm} et A_{cm} ainsi que le TRMC lorsque $R_0 = 12 \text{ k}\Omega$. Comparez et commentez ces résultats par rapport à ceux obtenus en TBP 15 et TBP_16.

TBP 18 : Considérant l'amplificateur push-pull de la figure 3.46 :

1. Dessinez le schéma d'amplification lorsque $u_1(t) > 0$ (alors, Q_1 est actif et Q_2 est bloqué); on admettra que $r_d \ll R_D$.
2. Montrez que les paramètres de l'amplificateur de tension équivalent valent

$$R_{in} = R_D \parallel R_D \parallel (r_{be} + \beta (R_E + R_L))$$

$$R_{out} = R_E + \frac{1}{\beta} (r_{be} + R_D \parallel R_D \parallel R_g)$$

$$A_{U0} = 1$$

3. Admettant

$$U_g = 2 \text{ V}, R_g = 5 \text{ k}\Omega, R_L = 1 \text{ k}\Omega$$

$$U_D = 0.65 \text{ V}, R_D = 12 \text{ k}\Omega, R_E = 10 \Omega, V_{CC} = 12 \text{ V}$$

calculez le point de fonctionnement du circuit, les résistances différentielles r_d (avec $n = 1.5$) et r_{be} , les résistances d'entrée et de sortie de l'amplificateur ainsi que les tensions d'entrée u_1 et de sortie u_2 .

4. Cet amplificateur est-il unilatéral ou bilatéral? Qu'est-ce qui est alors important de préciser quand vous donnez ses paramètres ?

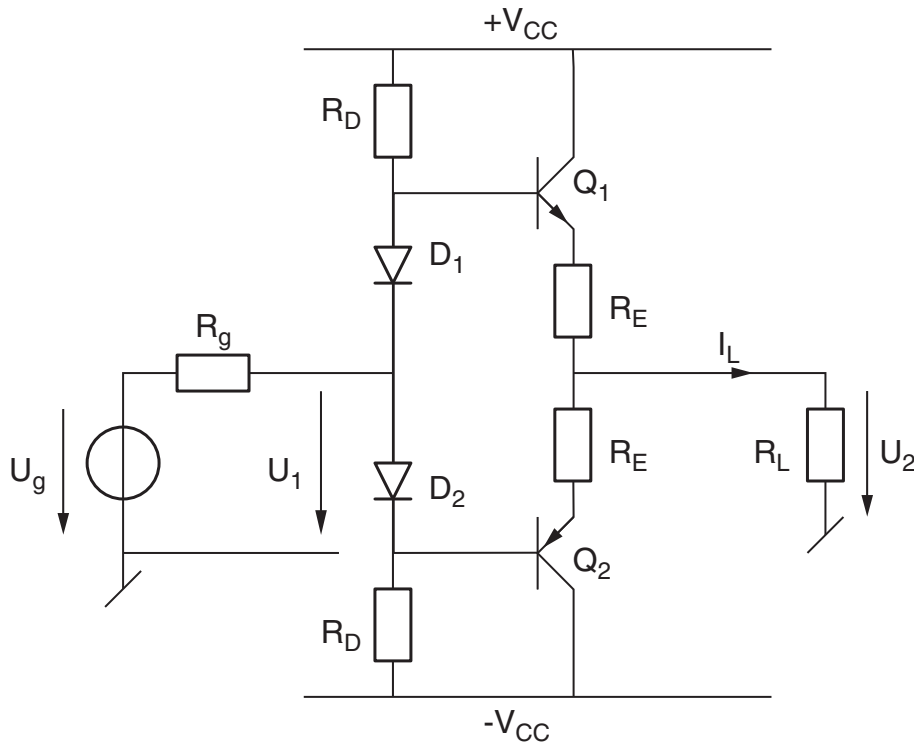


FIG. 3.46.: TBP 18

