

MUSCULATION DU SIGNAL

Amplificateurs à transistors bipolaires

Claude CHEVASSU



version du 18 février 2012

Table des matières

Introduction	iii
0.1 Introduction	iii
1 Polarisation des transistors bipolaires	1
1.1 Polarisation de base	1
1.1.1 Généralités	1
1.1.2 Droites de charge	1
1.1.3 Exemples	3
1.2 Polarisation par diviseur de tension	6
1.2.1 Principe	6
1.2.2 Exemples	8
1.3 Polarisation des transistors PNP	10
1.3.1 Sens des courants et des tensions	10
1.3.2 Montages	11
1.3.3 Exemple	11
1.3.4 Solution	12
1.4 Exercices	13
2 Le transistor en régime dynamique	17
2.1 Théorème de superposition pour le continu et l'alternatif	17
2.1.1 Condensateurs de couplage et de découplage	17
2.1.2 Circuits équivalents en courants continu et alternatif	20
2.2 Modèle dynamique du transistor	23
2.2.1 Paramètres hybrides du transistor bipolaire	24
2.2.2 Interprétation physique	27
2.3 Exercices	29
2.3.1 Couplage	29
2.3.2 Découplage	29
2.3.3 Circuit équivalent	30

2.3.4	Circuit équivalent	30
2.3.5	Calcul de h_{11}	31
2.3.6	Calcul de diverses grandeurs	31
2.3.7	Circuit équivalent	32
2.3.8	Circuit équivalent	32
2.3.9	corrigé de l'exercice 2.3.1, page 29	32
2.3.10	corrigé de l'exercice 2.3.2, page 29	33
2.3.11	corrigé de l'exercice 2.3.3, page 30	33
2.3.12	corrigé de l'exercice 2.3.4, page 30	34
2.3.13	corrigé de l'exercice 2.3.5, page 31	35
2.3.14	corrigé de l'exercice 2.3.6, page 31	35
3	Amplificateurs de signaux faibles	37
3.1	Généralités sur l'amplification	37
3.1.1	Définition	37
3.1.2	Amplification en tension	38
3.1.3	Amplification en courant	39
3.1.4	Bilan de puissance	40
3.1.5	Bande passante	40
3.1.6	Dynamique de sortie maximum	40
3.1.7	Distorsion	41
3.2	Montages fondamentaux du transistor bipolaire	41
3.2.1	Attaque par la base et attaque par l'émetteur	41
3.2.2	Montage émetteur commun	42
3.2.3	Montage collecteur commun	47
3.2.4	Montage base commune	50
3.3	Résumé	53
3.4	Présentation graphique de l'amplificateur en émetteur commun	54
3.5	Problèmes	55
3.5.1	Amplificateur, extrait d'un sujet de troisième année de 1991	55
3.5.2	Solution du problème 3.5.1 page 55	56

Introduction

0.1 Introduction

Copyright : ce manuel est libre selon les termes de la Licence Libre :

<http://cesarx.free.fr/gfdlf.html>

Ce cours est sous « licence libre », c'est à dire qu'il peut être copié et qu'il peut être diffusé à condition :

- d'indiquer qu'il est sous la Licence Libre ;
- d'indiquer le nom de l'auteur de l'original : Claude CHEVASSU et de ceux qui auraient apporté des modifications ;
- d'indiquer que les sources peuvent être téléchargés sur <http://mach.elec.free.fr>.

Enfin vous pouvez le modifier à condition :

- de respecter les conditions de diffusion énoncées ci-dessus ;
- d'indiquer qu'il s'agit d'une version modifiée et d'indiquer la nature et la date de la modification ;
- de diffuser vos modifications sous la même licence.

Ce cours a été rédigé en utilisant \LaTeX sur un PC dont le système d'exploitation est Linux Ubuntu. TikZ et surtout CircuiTikZ ont été utilisés pour la réalisation des schémas électroniques, The Gimp a servi pour la retouche des quelques images scannées. La rédaction de ce cours est en grande partie basée sur le cours [MIN81], ainsi que sur le livre [GIR00].

Historiquement, l'amplification de signaux électriques au moyen de tubes à vide est à l'origine du développement de l'électronique. Les transistors ont remplacés les tubes cependant, la fonction d'amplification reste essentielle dans tout circuit électronique, y compris en électronique numérique. Dans une radio, le signal recueilli par l'antenne est très faible – couramment moins d'un nanowatt – il faut plusieurs étages amplificateurs pour disposer de la puissance nécessaire au niveau des hauts parleurs – de 5 à 100 watt–.

Chapitre 1

Polarisation des transistors bipolaires

1.1 Polarisation de base

1.1.1 Généralités

Polariser un transistor, c'est lui fixer un ensemble de valeurs caractérisant son état de fonctionnement. Cela revient à fixer les valeurs des tensions de polarisation des diodes V_{BE} et V_{CE} ainsi que le courant de commande I_B et le courant d'émetteur ou de collecteur.

Le transistor étant un composant à trois entrées, pour appliquer les résultats vus sur les quadripôles, il faut prendre un des pôles communs à l'entrée et à la sortie. Le montage le plus utilisé est le montage « émetteur commun », mais il existe aussi les montages « base commune » et « collecteur commun » où ce sont la base et le collecteur qui servent de pôle commun. Dans toute la suite du chapitre, le transistor sera monté en *émetteur commun*.

Polariser un transistor va donc consister à insérer ce quadripôle entre un réseau d'entrée, qui va fixer les valeurs V_{BE} et I_B , et un réseau de sortie qui va fixer les valeurs V_{CE} et I_C .

Il a été vu que tout réseau linéaire et invariant dans le temps peut se mettre sous forme de dipôle de Thévenin, on en déduit le schéma de principe général d'un transistor polarisé montré à la figure 1.1.

1.1.2 Droites de charge

1.1.2.1 Droite d'attaque statique

L'examen du circuit d'entrée permet d'écrire l'équation de maille :

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE}$$

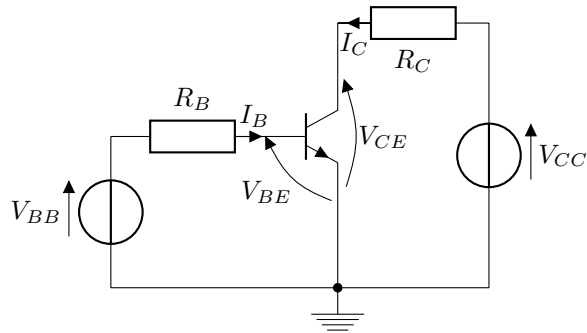


FIGURE 1.1 – Principe général de la polarisation d’un transistor.

C’est l’équation d’une droite que l’on appellera la *droite d’attaque*. Cette droite est représentée sur la caractéristique de base du transistor. Les valeurs de V_{BE} et de I_B devant vérifier à la fois l’équation de fonctionnement du transistor et celle du réseau d’entrée, elles seront déterminées par l’intersection entre la droite d’attaque statique et la caractéristique de base du transistor comme le montre la figure 1.2.

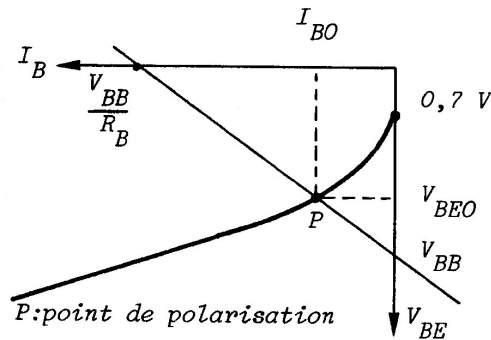


FIGURE 1.2 – Droite d’attaque statique.

Il est évident que si le point P est tel que $V_{BE_0} < 0,6V$, alors le transistor sera bloqué et $I_{BE_0} = 0$.

1.1.2.2 Droite de charge statique

L’équation de maille du circuit de sortie nous donne : $V_{CC} = V_{CE} + R_C I_C$. La droite représentative de cette équation est appelée *droite de charge statique*. L’intersection de cette droite avec la caractéristique de collecteur du transistor donne les valeurs de V_{CE} et de I_C comme le montre la figure 1.3. La caractéristique de collecteur choisie correspondra au courant de base I_{B_0} déterminé par la droite d’attaque statique.

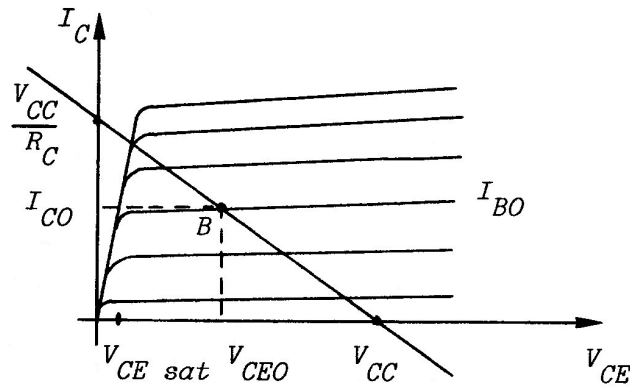


FIGURE 1.3 – Droite de charge statique.

1.1.2.3 Blocage et saturation

Lorsque $V_{BE_0} < 0,6V$, le transistor est bloqué et donc, $I_B = 0$ et $I_C = 0$. Donc $V_{CE} = V_{CC}$.

Lorsque $V_{CE} < V_{CE_{sat}}$ ($V_{CE_{sat}}$ variant entre quelques dixièmes de volt et 1 volt), on peut donner une excellente approximation de I_C par la formule : $I_C \approx \frac{V_{CC}}{R_C}$.

Tous les points de fonctionnement tels que $V_{CE_{sat}} < V_{CE} < V_{CC}$ et $0 < I_C < \frac{V_{CC}}{R_C}$, donc situés entre les points de blocage et de saturation se trouvent dans la zone active.

1.1.3 Exemples

De façon générale, on n'utilisera pas deux sources de tension V_{CC} et V_{BB} car cela serait trop coûteux et trop encombrant. La tension V_{BB} sera égale à V_{CC} ou à une fraction de V_{CC} .

D'autre part, l'étude de la polarisation sert non seulement à déterminer le point de fonctionnement d'un transistor, mais aussi à choisir les valeurs de R_C , R_B , V_{CC} et V_{BB} pour obtenir un point de fonctionnement déterminé.

1.1.3.1 Exemple 1

Le transistor *2N4401* du circuit de la figure 1.4 (a) est un transistor au silicium avec $\beta = 80$.

Tracer la droite de charge statique.

Déterminer le point P de polarisation lorsque $R_B = 390 \text{ k}\Omega$.

Solution : Il vient :

$$I_{C_{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{30}{1500} = 20 \text{ mA}$$

et :

$$V_{CE_{\text{blocage}}} = V_{CC} = 30 \text{ V}$$

La figure 1.4 (b) représente la droite de charge statique. Déterminons I_B :

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{30 - 0,7}{390 \cdot 10^3} = 75,1 \text{ mA}$$

Le courant collecteur est :

$$I_C = \beta I_B = 80 \times 75,1 \cdot 10^{-6} = 6 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C = 30 - 6 \cdot 10^{-3} \times 1500 = 21 \text{ volt}$$

La figure 1.4 (b) donne le point P avec ses coordonnées $I_C = 6 \text{ mA}$ et $V_{CE} = 21 \text{ V}$. On remarque que le point P est sur la droite de charge statique car cette droite représente tous les points de fonctionnement possibles. Si on changeait la valeur de R_B , le point P se déplacerait alors en un autre point de la droite de charge.

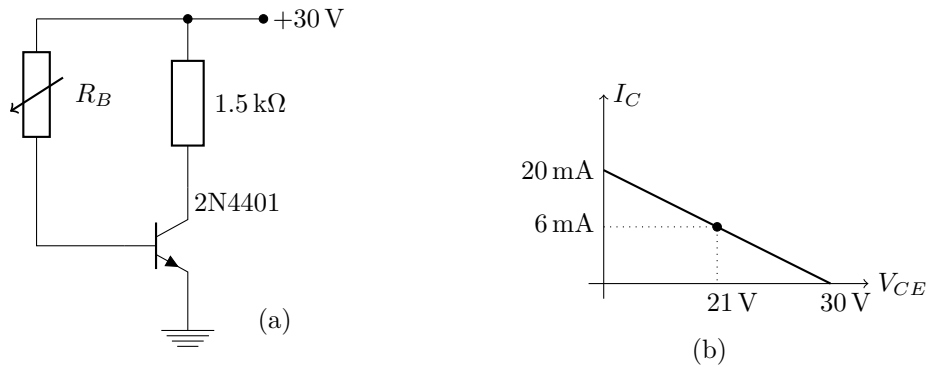


FIGURE 1.4 – Droite de charge statique de l'exemple n°1.

1.1.3.2 Exemple 2

Le transistor du circuit de la figure 1.5 possède un gain $\beta = 80$ et une tension $V_{CE_{\text{sat}}} = 0,1 \text{ V}$. R_B est ajusté pour obtenir la saturation du transistor. Déterminer :

- la valeur de $I_{C_{\text{sat}}}$;
- la valeur correspondante de R_B .

Solution :

Au fur et à mesure que l'on fait décroître R_B , le courant de base, le courant collecteur et la chute de tension aux bornes de R_C augmentent. En retour, cela fait baisser la tension collecteur-émetteur. Éventuellement, V_{CE} diminue jusqu'à $0,1 \text{ V}$. À ce point, la diode collecteur perd sa polarisation inverse empêchant ainsi une augmentation du courant collecteur. Le transistor est saturé et son courant collecteur est :

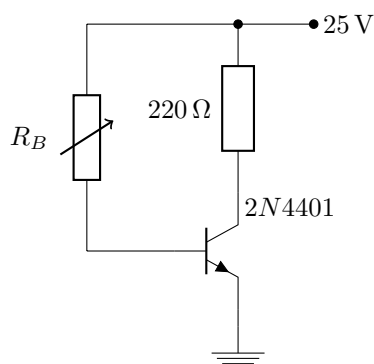


FIGURE 1.5 – Exemple 2.

$$I_{C_{\text{sat}}} \approx \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{25}{220} = 114 \text{ mA}$$

ce qui est le courant collecteur maximum qu'on peut obtenir. Le courant de base est :

$$I_{B_{\text{sat}}} = \frac{I_{C_{\text{sat}}}}{\beta} = \frac{114 \cdot 10^{-3}}{80} = 1.43 \text{ mA}$$

et la résistance de base est :

$$R_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{I_{B_{\text{sat}}}} = \frac{25 - 0,7}{1,43 \cdot 10^{-3}} = 17 \text{ k}\Omega$$

Si on continue à diminuer la valeur de R_B , le courant base augmentera alors que le courant collecteur restera à 114 mA.

En fait, la valeur exacte du courant de saturation du collecteur est donné par l'expression :

$$I_{C_{\text{sat}}} = \frac{V_{CC} - V_{CE_{\text{sat}}}}{R_C}$$

Dans les transistors de faible puissance, $V_{CE_{\text{sat}}}$, de l'ordre de quelques dixièmes de volt, est si minime qu'on peut l'ignorer. Par approximation, on admet généralement que les bornes collecteur-émetteur sont en court-circuit, ce qui équivaut à $V_{CE} = 0$. Lorsque le transistor est saturé son collecteur est donc idéalement court-circuité à la masse.

Le courant collecteur qui traverse la résistance de 220Ω circule vers le bas et s'écoule dans le collecteur, cette action est semblable à celle de l'eau s'écoulant dans un drain. C'est pourquoi un transistor avec un émetteur mis à la masse s'appelle un *évier de courant*. Le courant collecteur s'écoule à la masse par l'évier.

1.2 Polarisation par diviseur de tension

1.2.1 Principe

C'est le type de polarisation le *plus utilisé*. D'une part, les gains β d'une même série de transistor peuvent être très différents les uns des autres, d'autre part, un écart de température peut produire des changements de courant important. Donc, le point de polarisation calculé peut être très différent de celui obtenu réellement. C'est pour cela qu'on a imaginé cette polarisation par diviseur de tension qui stabilise le montage en température et le rend indépendant du gain β .

Dans le montage précédent, on avait $I_C = \beta \cdot \left(\frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \right)$ donc I_C suivait les variations de β .

1.2.1.1 Équations

Le montage se présente comme le montre la figure 1.6 :

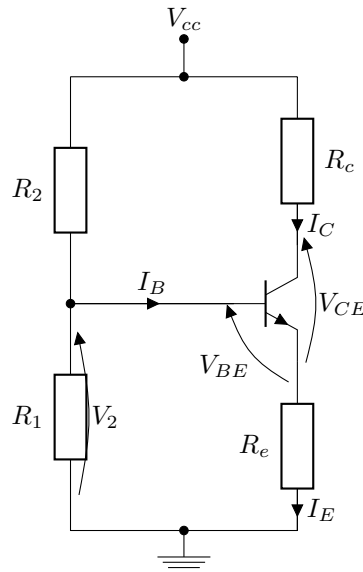


FIGURE 1.6 – Polarisation par diviseur de tension.

Remplaçons le réseau d'entrée du transistor par son dipôle de Thévenin équivalent. On obtient le montage de la figure 1.7 :

L'équation de la maille d'entrée qui nous donnera l'équation de la droite d'attaque statique est :

$$V_2 = (R_1 // R_2) I_B + V_{BE} + R_E \cdot I_E \quad (1.2.1)$$

Or, $I_E = \beta \cdot I_B$, donc :

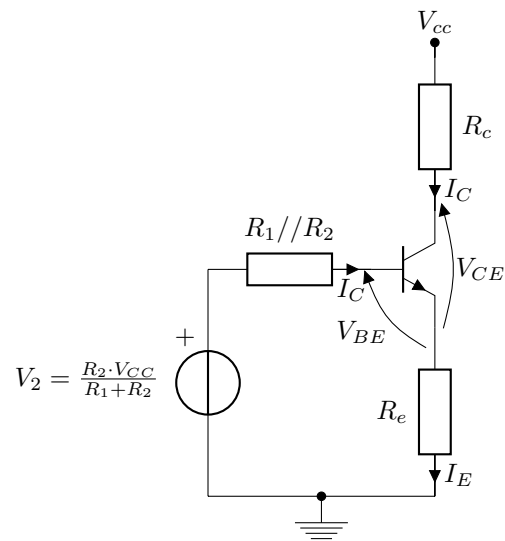


FIGURE 1.7 – Polarisation par diviseur de tension : simplification du schéma.

$$V_2 = (R_1 // R_2 + \beta \cdot R_E) I_B + V_{BE}$$

Pour cette polarisation, on prendra : $\beta \cdot R_E \gg R_1 // R_2$

L'équation de la droite d'attaque statique est donc :

$$V_2 = \beta \cdot R_E \cdot I_B + V_{BE} \quad (1.2.2)$$

Pour la droite de charge statique, on a :

$$V_{CC} = R_C \cdot I_C + V_{CE} + R_E \cdot I_E$$

Or, $I_E = \frac{(\beta+1)}{\beta} \cdot I_C$, mais comme β est très grand, on peut écrire :

$$I_E \approx I_C$$

L'équation de la droite de charge statique est :

$$V_{CC} = (R_C + R_E) I_C + V_{CE}$$

REMARQUE – De l'équation 1.2.2, on tire :

$$I_B = \frac{\frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} - V_{BE}}{\beta \cdot R_E}$$

D'où :

$$I_C = \beta \cdot I_B = \frac{\beta \left(\frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} - V_{BE} \right)}{\beta \cdot R_E} = \frac{V_{CC} \cdot R_2 - V_{BE}}{R_E}$$

On voit que I_C ne dépend plus de β . De plus, si on prend $V_{BE} \ll V_2$, alors $I_C \approx \frac{V_{CC} \cdot R_2}{(R_1 + R_2) R_E}$ et I_C est indépendant du transistor tout comme V_{CE} d'après 1.2.2. Pour les calculs, on peut prendre $V_{CE} \simeq 0.7 \text{ V}$, en utilisant la 2^e approximation de la diode base-émetteur.

1.2.1.2 Stabilisation pour les effets de température

Supposons que la température augmente. On se rappelle que, puisqu'on a affaire à un semi-conducteur, les courants I_B , I_C et I_E vont augmenter. Si on reprend l'équation 1.2.1, puisque V_2 est constant et que I_B et I_E augmentent, alors V_{BE} diminue. D'après la forme de la caractéristique de base, si V_{BE} diminue, I_B diminue également et par conséquent I_C et I_E . Donc, on obtient une stabilisation des courants par rapport à la température.

1.2.2 Exemples

1.2.2.1 Exemple 1

Tracer la droite de charge statique du circuit de la figure 1.8 (a). Déterminer le point de polarisation.

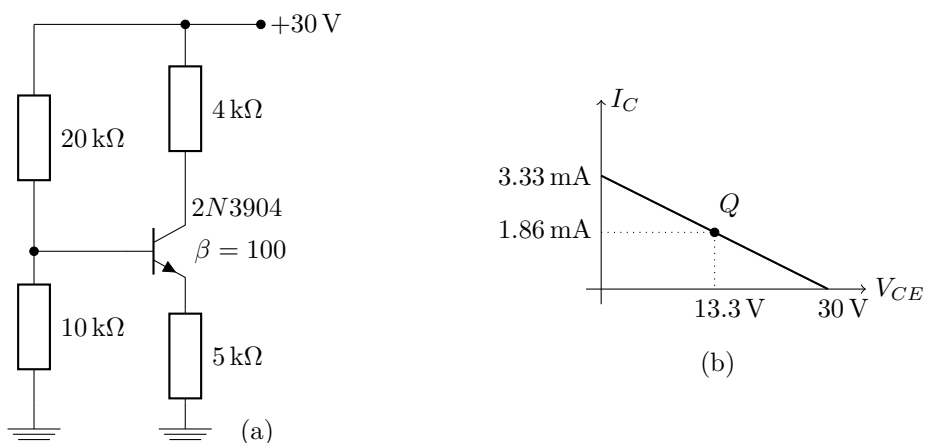


FIGURE 1.8 – Polarisation par diviseur de tension : exemple 1.

Solution :

Lorsque le transistor fonctionne dans la région de blocage, toute la tension d'alimentation apparaît entre les bornes collecteur-émetteur, on a donc :

$$V_{CE(\text{blocage})} = V_{CC} = 30 \text{ V}$$

Lorsque le transistor fonctionne dans la région de saturation, il paraît court-circuité et toute la tension d'alimentation apparaît aux bornes des résistances en série R_C et R_E . On a donc :

$$I_{C\text{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{30}{9 \cdot 10^3} = 3.33 \text{ mA}$$

La figure 1.8 (b) donne la droite de charge statique.

La tension aux bornes de la résistance de base de $10 \text{ k}\Omega$ est de 10 V (utiliser la formule du diviseur de tension). La diode émetteur présente une chute de tension de 0.7 V , ce qui laisse 9.3 V aux bornes de la résistance d'émetteur R_E . On aura donc :

$$I_E = \frac{V_2 - V_{BE}}{R_E} = \frac{9,3}{5 \cdot 10^3} = 1.86 \text{ mA}$$

Du fait que β est grand, il vient :

$$I_C \simeq I_E = 1.86 \text{ mA}$$

La tension collecteur-émetteur est :

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E) = 30 - 1,86 \cdot 10^{-3} \times 9000 = 13.3 \text{ V}$$

1.2.2.2 Exemple 2

Lorsqu'on branche deux montages en série, pour éviter que la polarisation du premier étage ne perturbe celle du second, on les relie par un condensateur. En effet, le condensateur présente une impédance infinie pour un courant continu.

Calculer I_C et V_{CE} pour chaque étage de la figure 1.9. Un étage est constitué d'un transistor avec ses résistances de polarisation R_C et R_E .

Solution :

Les condensateurs sont des composants équivalents à des interrupteurs ouverts pour le courant continu, on peut donc analyser séparément chaque étage puisque les courants et les tensions continus ne s'influencent pas réciproquement. La tension aux bornes de la résistance de $5 \text{ k}\Omega$ du premier étage est de 5 V (utiliser la formule du diviseur de tension). Il faut lui soustraire 0.7 V pour la chute de tension aux bornes de la diode base-émetteur. Il reste 4.3 V aux bornes de la résistance d'émetteur du premier étage. Le courant émetteur est donc :

$$I_E = \frac{4,3}{2000} = 2.15 \text{ mA}$$

À très peu de chose près, $I_C = 2.15 \text{ mA}$ et l'on aura donc :

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E) = 15 - 0,00215 \times 3000 = 8.55 \text{ V}$$

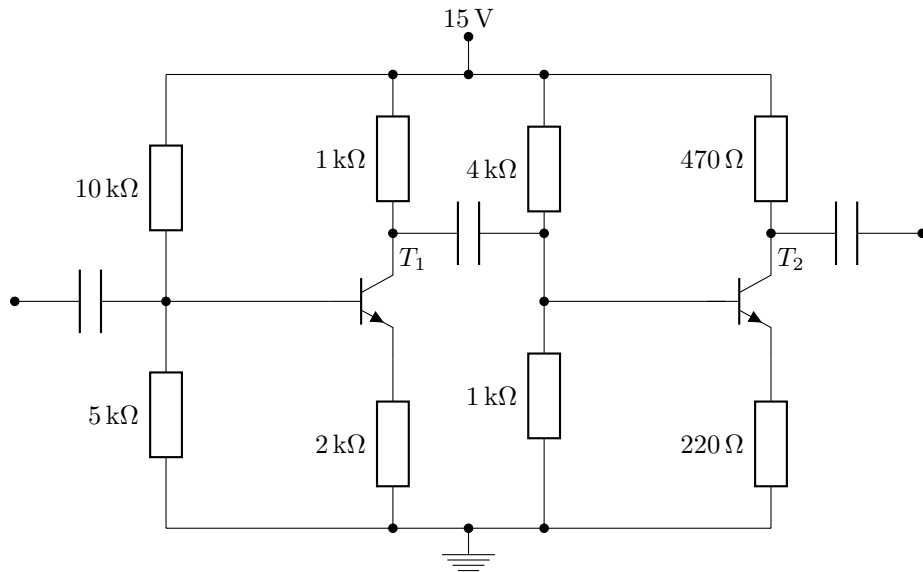


FIGURE 1.9 – Polarisation de deux étages amplificateurs en série.

Au second étage, la tension aux bornes de la résistance $1\text{ k}\Omega$ est de 3 V . En soustrayant 0.7 V , on obtient 2.3 V aux bornes de la résistance de $220\ \Omega$. Le courant collecteur est donc :

$$I_C \approx I_E = \frac{2,3}{220} = 10.5\text{ mA}$$

Ces 10.5 mA circulent dans les résistances de 470 et $220\ \Omega$. Lorsqu'on soustrait la chute de tension aux bornes de ces résistances de la tension d'alimentation, on obtient la tension aux bornes du transistor, soit :

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E) = 15 - 0,015 \times 690 = 7.76\text{ V}$$

En résumé, la polarisation du 1^{er} étage est telle que $I_c = 2.15\text{ mA}$ et $V_{CE} = 8.55\text{ V}$ et celle du second étage est $I_C = 10.5\text{ mA}$ et $V_{CE} = 7.76\text{ V}$.

1.3 Polarisation des transistors PNP

1.3.1 Sens des courants et des tensions

La figure 1.10 représente un transistor PNP. Puisque les diodes émetteur et collecteur pointent dans des directions opposées à celles d'un transistor NPN, les tensions et les courants sont tous inversés par rapport à ceux d'un transistor NPN dans les mêmes conditions. Autrement dit, pour polariser en direct la diode émetteur d'un transistor PNP, V_{BE} doit avoir la polarité indiquée à la figure 1.10. Pour polariser en inverse la diode collecteur, V_{CB} doit avoir la polarité indiquée sur la figure 1.10. De cela il découle que V_{CE} a la polarité figurant

à la figure 1.10. Puisque la diode émetteur point vers l'intérieur du transistor, le courant émetteur conventionnel pénètre dans le transistor PNP, les courants base et collecteur en sortent.

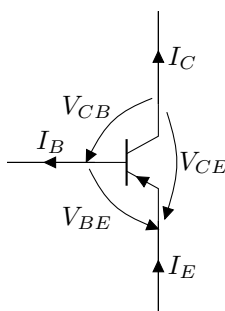


FIGURE 1.10 – Transistor PNP.

Les caractéristiques seront inversées. Ainsi, la caractéristiques de collecteur devient celle de la figure 1.11.

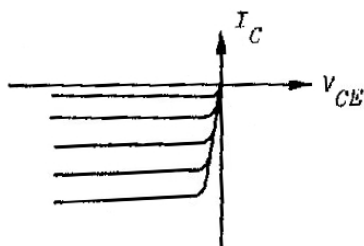


FIGURE 1.11 – Caractéristique de collecteur d'un transistor PNP.

1.3.2 Montages

Traditionnellement, dans un schéma, on représente le transistor PNP avec la patte d'émetteur vers le haut (c'est à dire vers le potentiel le plus élevé). Le courant d'émetteur circule donc vers le bas. Cette représentation permet de mélanger dans les schémas à la fois des NPN et des PNP et d'avoir un seul sens de circulation des courants : du haut vers le bas.

Du point de vue calcul, toutes les formules vues précédemment s'appliquent. Il faut faire attention à la position de l'émetteur qui est placé en haut.

1.3.3 Exemple

La figure 1.12 représente un circuit à deux étages avec une alimentation V_{CC} de +20 V. Les deux transistors possèdent un gain $\beta = 100$. Calculer le courant I_C et la tension V_{CE} de chaque étage.

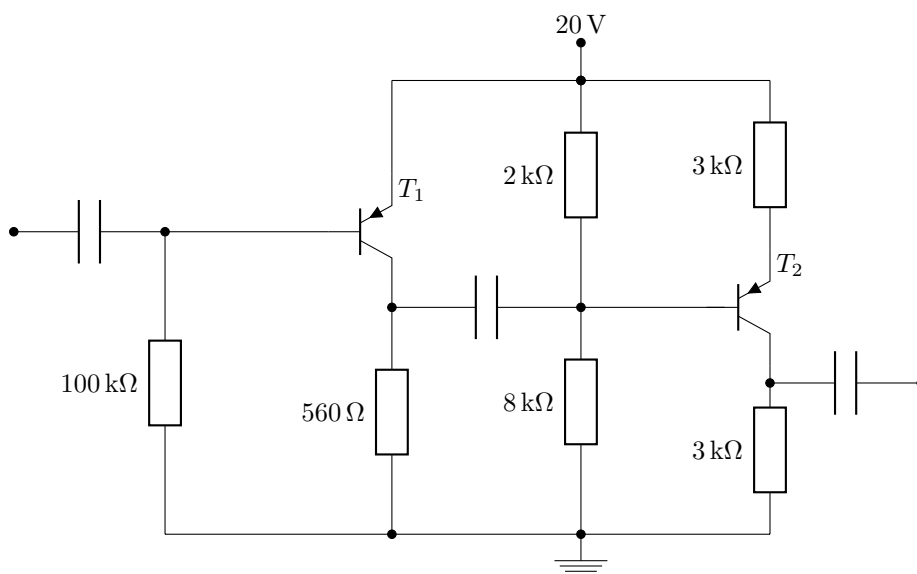


FIGURE 1.12 – Amplificateur à deux étages.

1.3.4 Solution

Le premier étage est à polarisation de base. En effet, cette polarisation consiste à mettre une résistance entre la base et l'alimentation du collecteur. C'est le rôle de la résistance de $100\text{ k}\Omega$. On a alors :

$$I_B = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_B} = \frac{20 - 0,7}{10^5} = 193\ \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 100 \times 193 \cdot 10^{-6} = 19,3\ \text{mA}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C \approx 20 - 0,0193 \times 560 = 9,19\ \text{V}$$

Le second étage est à polarisation par diviseur de tension. On aura successivement :

$$I_c \simeq I_E = \frac{V_2 - V_{BE}}{R_E} = \frac{4 - 0,7}{3000} = 1,1\ \text{mA}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot (R_C + R_E) = 20 - 0,0011 \times 6000 = 13,4\ \text{V}$$

À cause de l'inversion de sens, V_2 se situe entre la base et le potentiel $+20\ \text{V}$ puisque l'émetteur est situé en haut.

1.4 Exercices

1. Calculer la tension V_{CE} du premier étage du circuit de la figure 1.13 si $V_{CC} = 25\text{ V}$.
Réponse : $V_{CE} = 12.9\text{ V}$
2. Calculer I_C et V_{CE} du troisième étage du circuit de la figure 1.13 si $V_{CC} = 20\text{ V}$.
Réponse : $I_C = 19.3\text{ mA}$ et $V_{CE} = 10.4\text{ V}$
3. Si $V_{CC} = 30\text{ V}$, tracer la droite de charge statique de chaque étage.
Réponse : Courants de saturation de 3 mA , 12 mA et 60 mA . Tensions de blocage de 30 V pour les trois étages.

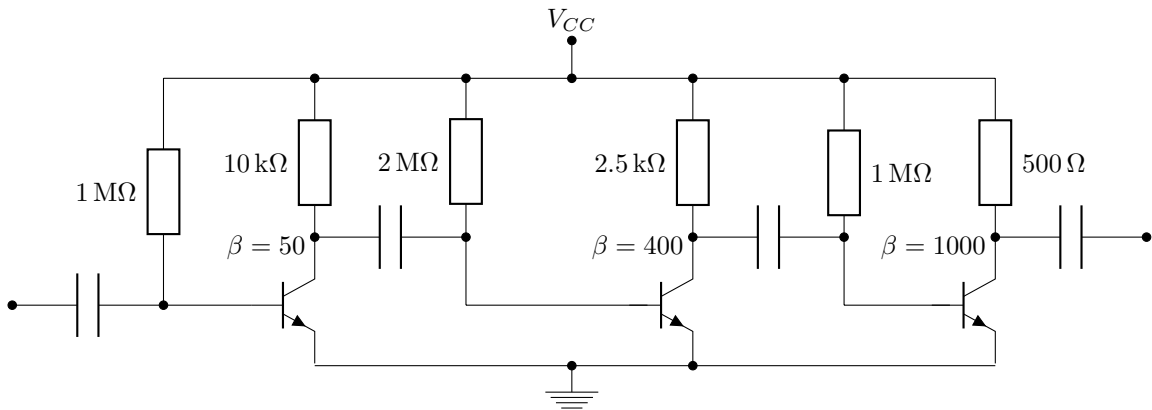


FIGURE 1.13 – Polarisation d'un amplificateur à trois étages.

4. Dessiner la droite de charge statique du premier étage du circuit de la figure 1.14. Calculer les coordonnées du point de polarisation ($V_{CC} = 10\text{ V}$). Dans ce type de polarisation, avec les approximations effectuées, I_C et V_{CE} sont indépendantes du gain β du transistor.
Réponse : La droite de charge coupe les axes à $I_C = 3.33\text{ mA}$ et $V_{CE} = 10\text{ V}$. Le point de polarisation est $I_C = 0.364\text{ mA}$ et $V_{CE} = 8.9\text{ V}$.
5. Dessiner la droite de charge statique et le point de polarisation du troisième étage de la figure 1.14 pour $V_{CC} = 20\text{ V}$.
Réponse : La droite de charge coupe les axes à $I_C = 160\text{ mA}$ et $V_{CE} = 20\text{ V}$. Le point de polarisation est $I_C = 79.6\text{ mA}$ et $V_{CE} = 10.1\text{ V}$.
6. Si $V_{CC} = 30\text{ V}$, calculer la valeur de chaque tension émetteur-masse et collecteur-masse.
Réponse : Les tensions collecteur sont : 28.2 V ; 26.6 V ; 23.8 V . Les tensions émetteur sont : 3.59 V ; 6.8 V ; 9.3 V .
7. Le transistor du circuit de la figure 1.15 possède un gain $\beta = 125$ et la diode électroluminescente une chute de tension de 1.7 V .
 - 7.1. Calculer le courant du transistor en saturation.
 - 7.2. Calculer la valeur de V_1 qui amène le transistor en saturation.
 Réponse : $I_{\text{saturation}} = 26.9\text{ mA}$ et $V_1 = 7.8\text{ V}$.

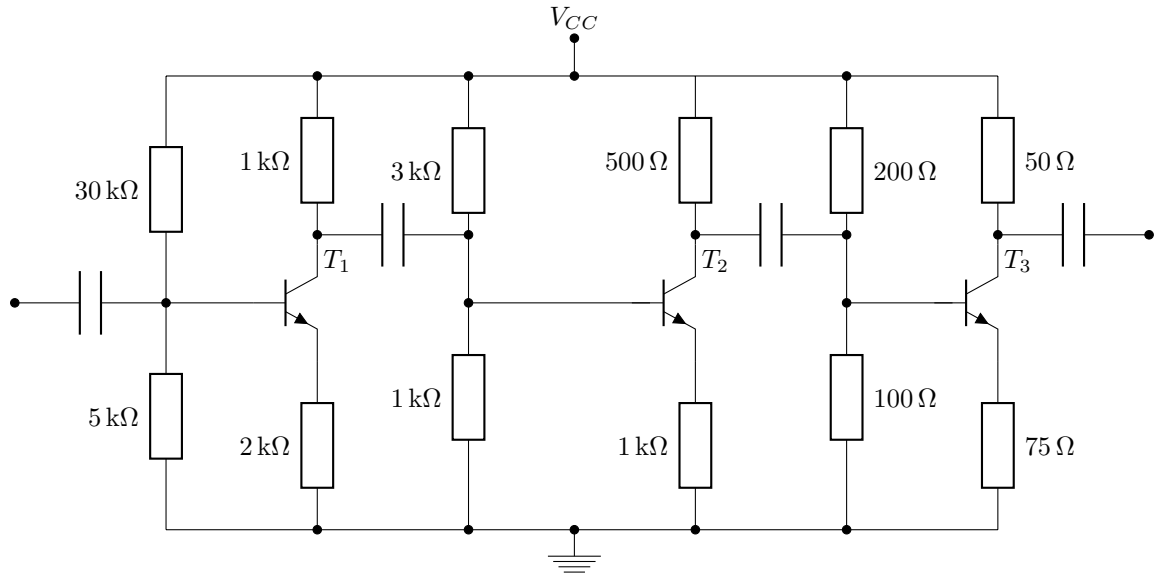


FIGURE 1.14 – Amplificateur à trois étages.

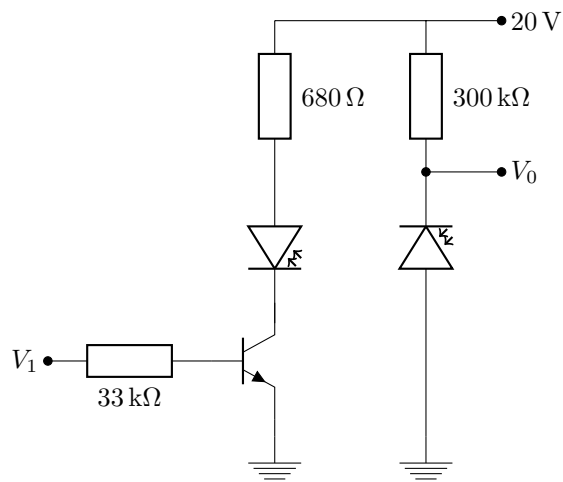


FIGURE 1.15 – Photodiode.

8. Lorsque le transistor du circuit de la figure 1.15 est saturé, la lumière de la diode électroluminescente éclaire la photodiode et produit un courant inverse de $50 \mu\text{A}$ dans cette photodiode. Lorsque le transistor est bloqué, aucun courant inverse ne circule dans la photodiode. Calculer la valeur de V_0 lorsque le transistor est soit saturé, soit bloqué.

Réponse : transistor saturé : $V_0 = 5 \text{ V}$, transistor bloqué : $V_0 = V_{CC} = 20 \text{ V}$

Chapitre 2

Le transistor en régime dynamique

2.1 Théorème de superposition pour le continu et l'alternatif

Dans un amplificateur à transistors, les sources continues établissent des courants et des tensions continus. La source alternative produit des fluctuations dans les courants et les tensions du transistor. La façon la plus simple d'analyser l'action des circuits à transistors est de scinder l'analyse en deux parties : une analyse pour les grandeurs continues et l'autre pour les grandeurs alternatives. Autrement dit, on peut analyser les circuits à transistors en appliquant le théorème de superposition des états électriques de façon un peu spéciale. Au lieu de prendre une source à la fois, on prend toutes les sources continues en même temps et on trouve les courants et tensions continus en utilisant les méthodes habituelles du paragraphe sur la polarisation des transistors bipolaires. On prend ensuite toutes les sources alternatives en même temps et on calcule les courants et tensions alternatives. En additionnant ces courants et tensions continus et alternatifs, on obtient les courants et les tensions totaux.

2.1.1 Condensateurs de couplage et de découplage

On vient de voir qu'un montage à transistors comprenait un circuit en courant continu et un circuit en courant alternatif. Grâce aux condensateurs, on va pouvoir superposer le circuit en courant alternatif au circuit de polarisation sans que celui-ci modifie les courants et tensions continus.

2.1.1.1 Condensateurs de couplage

Un condensateur de couplage transmet un signal alternatif d'un point qui n'est pas à la masse à un autre point qui, lui non plus, n'est pas à la masse. Sur le circuit de la figure 2.1, la tension alternative du point A apparaît en B

pourvu que l'impédance Z_C du condensateur soit faible par rapport à celles des résistances. Par contre, le courant continu ne pourra pas passer de A en B .

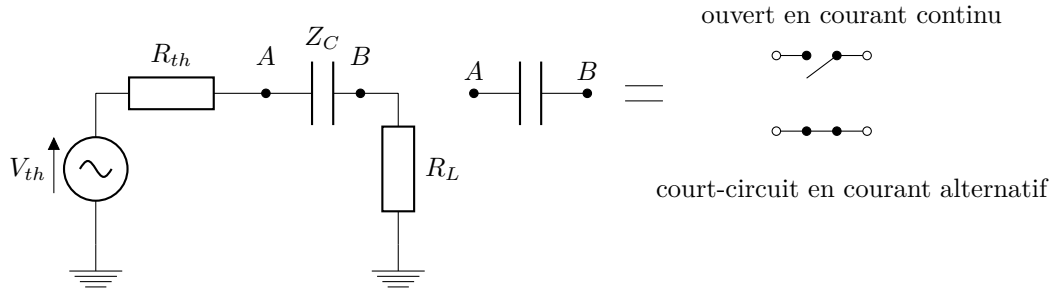


FIGURE 2.1 – Condensateur de couplage.

L'impédance Z_C est : $Z_C = \frac{1}{C \times 2\pi \times f}$ où f est la fréquence du signal alternatif superposé. Donc Z_C sera d'autant plus grande que f sera petite. Pour avoir une impédance de condensateur de couplage faible par rapport aux résistances ohmiques du circuit, on peut utiliser l'approximation suivante :

$$Z_C \approx \frac{R}{2\pi} \Rightarrow RC = \frac{1}{f}$$

où f est la *plus basse fréquence* d'utilisation et R la résistance de la maille en série avec la capacité.

Exemple 1 : On veut coupler des fréquences de 20 Hz à 50 kHz à l'entrée d'un montage à transistor qui présente une résistance d'entrée de 10 k Ω . Calculer la valeur du condensateur à utiliser.

Solution :

$$RC = \frac{1}{f} \Rightarrow \frac{1}{20} = 10 \cdot 10^3 \times C \Rightarrow C = 5 \mu\text{F}$$

Il s'agit là de la valeur minimum de la capacité à employer. Par son action, une telle capacité permet de transférer un signal alternatif d'un étage à transistor à un autre sans perturber la polarisation en continu de chaque étage.

2.1.1.2 Condensateurs de découplage

Un condensateur de découplage est semblable à un condensateur de couplage à la nuance près qu'il couple à la masse un point qui n'y est pas relié. Ces capacités introduisent le concept de masse en courant alternatif. Sur le circuit de la figure 2.2, le point A est court-circuité à la masse en courant alternatif. Le courant continu en A ne sera pas perturbé puisque la capacité ne laisse pas passer le courant continu. Pour déterminer la valeur du condensateur, on utilise l'approximation du paragraphe précédent.

Exemple 2 :

Sur le circuit de la figure 2.3, on souhaite que le point A soit à la masse en courant alternatif. Déterminer la valeur du condensateur de découplage.

Solution : On peut approcher le montage de la figure 2.3 par celui de la figure 2.4, il faut que l'impédance de la capacité offre un chemin d'impédance

2.1. THÉORÈME DE SUPERPOSITION POUR LE CONTINU ET L'ALTERNATIF 19

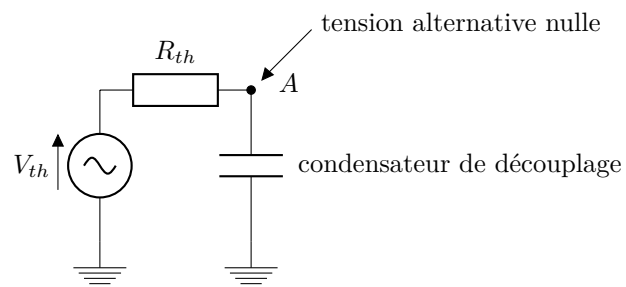


FIGURE 2.2 – Condensateur de découplage.

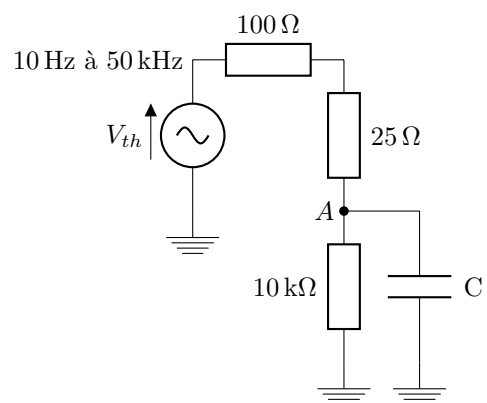


FIGURE 2.3 – Condensateur de découplage, exemple 2.

moindre que la résistance de $10\text{ k}\Omega$ avec laquelle elle est en parallèle. On a donc : $RC = \frac{1}{f}$, on a $10 \cdot 10^3 \times C = \frac{1}{10} \Rightarrow C = 10\text{ }\mu\text{F}$.

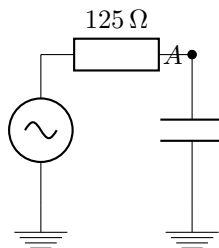


FIGURE 2.4 – Condensateur de découplage, solution de l'exemple 2.

REMARQUE : Dans un schéma, il faut savoir que les capacités de l'ordre du microfarad sont des capacités de couplage ou de découplage.

2.1.2 Circuits équivalents en courants continu et alternatif

Voici comment procéder pour appliquer la superposition aux circuits à transistors.

1. Réduire toutes les sources alternatives à zéro ; ouvrir tous les condensateurs. Le circuit qui reste est tout ce qui nous intéresse pour les courants et les tensions continus. On l'appelle le circuit équivalent en courant continu. À partir de ce circuit, on calcule les courants et les tensions continus qui nous intéressent.
2. Réduire toutes les sources continues à zéro. Court-circuiter tous les condensateurs de couplage et de découplage. Le circuit qui reste est tout ce qui nous intéresse pour les courants et les tensions alternatifs. On appelle ce circuit le circuit équivalent en courant alternatif. C'est le circuit à utiliser pour calculer les courants et tensions alternatifs.
3. Le courant total dans chaque branche est égal à la somme du courant continu et du courant alternatif dans cette branche. De la même façon, la tension totale entre les bornes d'une branche quelconque est égale à la somme de la tension continue et de la tension alternative entre les bornes de cette branche.

Voici comment appliquer le théorème de superposition à l'amplificateur à transistor du circuit de la figure 2.5. Tout d'abord, annuler toutes les sources alternatives et ouvrir tous les condensateurs. Il ne reste alors que le circuit de la figure 2.6 qui est le circuit équivalent en courant continu. C'est tout ce qui nous intéresse car avec ce circuit, on peut calculer tout courant continu et toute tension continue qui nous intéresse.

Ensuite, annuler toutes les sources continues et court-circuiter tous les condensateurs de couplage et de découplage. Il ne reste alors que le circuit équivalent en courant alternatif (figure 2.7). Réduire une source de tension à zéro revient à la court-circuiter. C'est pourquoi R_1 et R_C sont court-circuitées à la masse en courant alternatif à travers la source V_{CC} . Le condensateur de découplage met

2.1. THÉORÈME DE SUPERPOSITION POUR LE CONTINU ET L'ALTERNATIF²¹

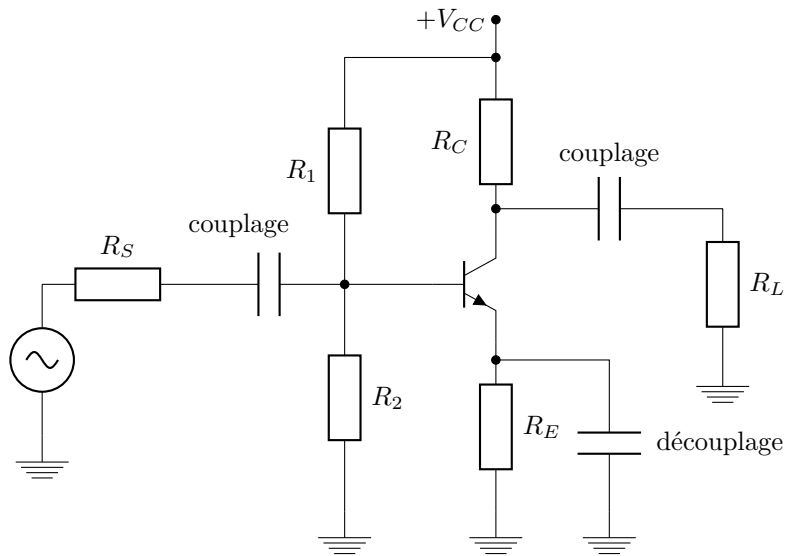


FIGURE 2.5 – Théorème de superposition, circuit avant modification.

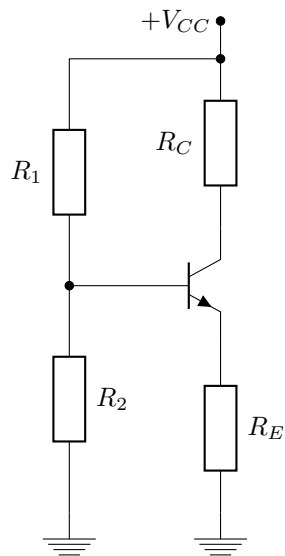


FIGURE 2.6 – Théorème de superposition, circuit équivalent en courant continu.

l'émetteur du circuit de la figure 2.7 à la masse en courant alternatif. On pourra calculer à l'aide du circuit équivalent en courant alternatif de la figure 2.7 tout courant alternatif et toute tension alternative dont nous aurions besoin.

On notera en lettres majuscules toutes les grandeurs relatives à la polarisation et en lettres minuscules toutes les grandeurs relatives au circuit alternatif.

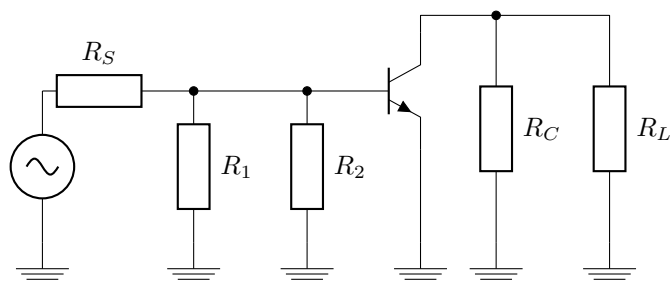


FIGURE 2.7 – Théorème de superposition, circuit équivalent en courant alternatif.

Exemple 3 :

Dessiner les circuits équivalents en courant continu et en courant alternatif de l'amplificateur à trois transistors du circuit de la figure 2.8.

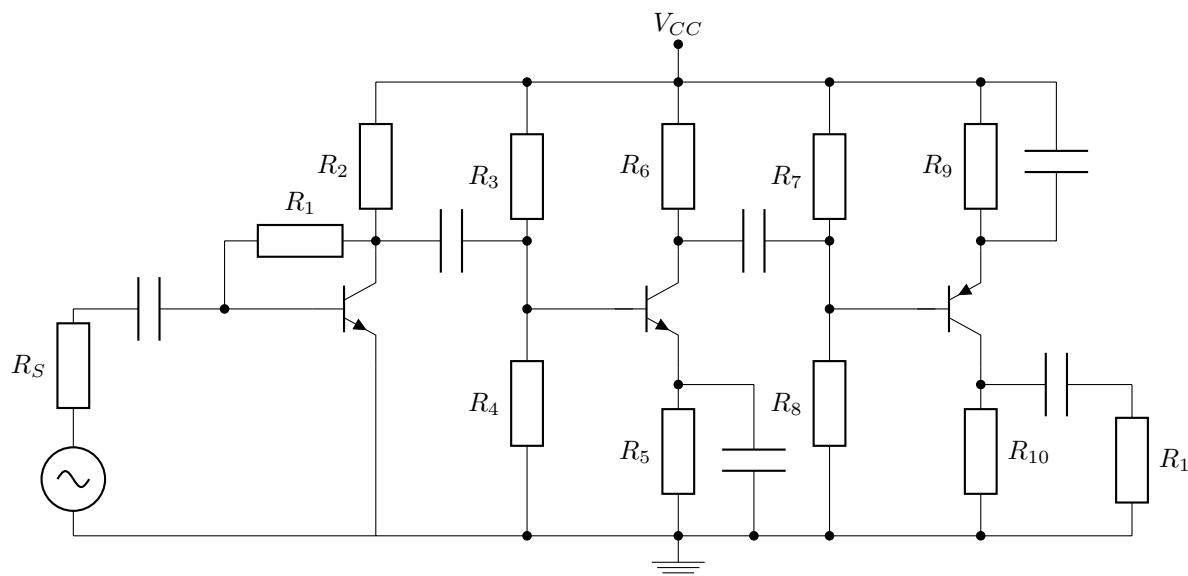


FIGURE 2.8 – Exercice 3.

Solution :

En continu (figure 2.9), on ouvre chaque condensateur. Le deuxième étage est constitué par un transistor *NPN* polarisé par pont diviseur de tension et le troisième étage par un *PNP* polarisé par la même méthode, représenté avec l'émetteur en haut. On peut alors, avec les méthodes vues au chapitre précédent, calculer les courants et tensions continues.

En alternatif, on réduit V_{CC} à zéro et on court-circuite tous les condensateurs de couplage et de découplage. En combinant les résistances en parallèle, on obtient le circuit de la figure 2.10 puis de la figure 2.11.

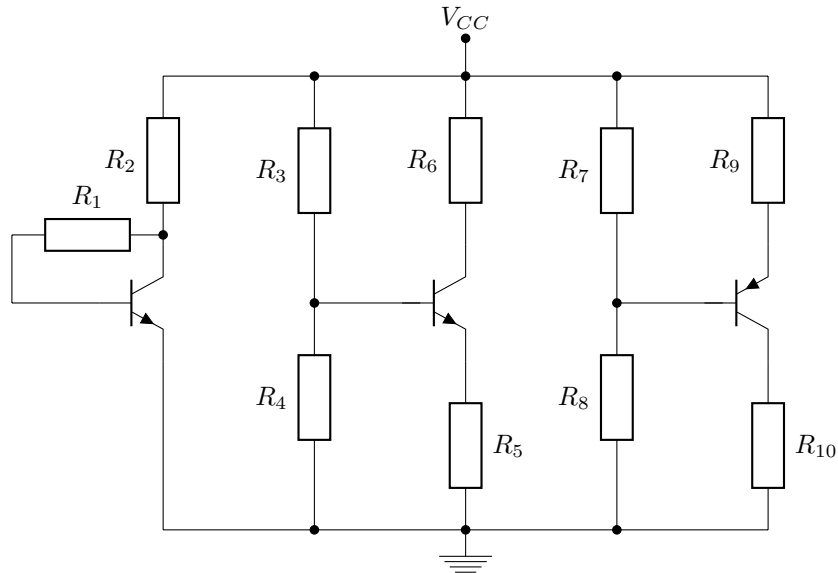


FIGURE 2.9 – Théorème de superposition : exercice 3.

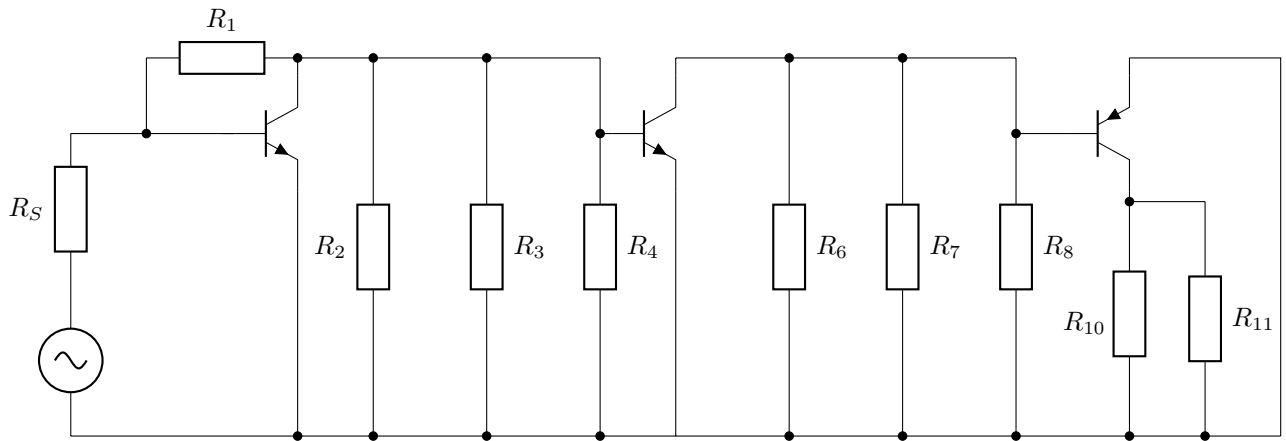


FIGURE 2.10 – Exercice 3 : circuit équivalent en courant alternatif.

2.2 Modèle dynamique du transistor

Nous introduirons le modèle équivalent d'un transistor en régime alternatif ou dynamique de deux manières différentes. Une méthode mathématique sera employée dans une première approche tandis qu'une méthode graphique, plus simple, sera utilisée ensuite.

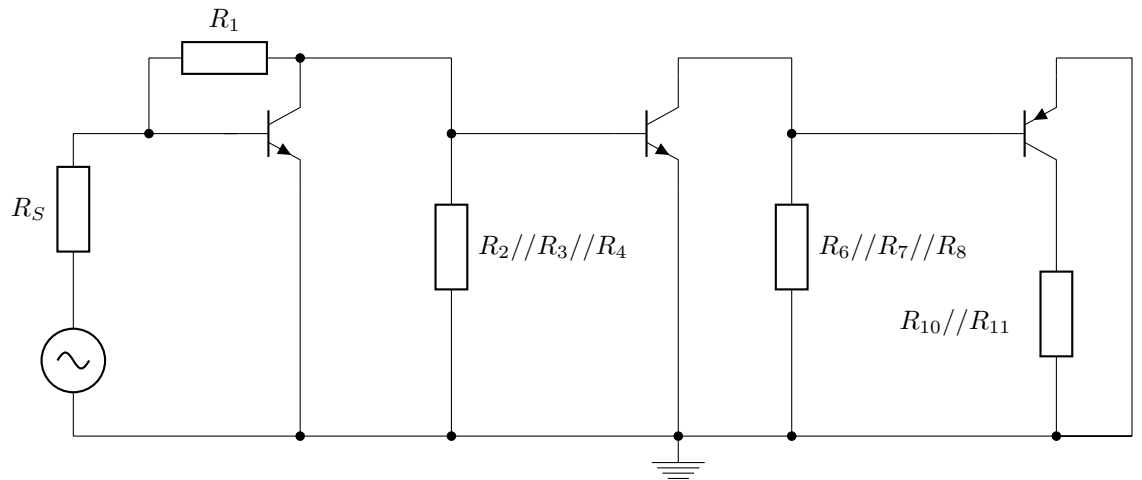


FIGURE 2.11 – Exercice 3 : circuit équivalent en courant alternatif simplifié.

Nous allons donc construire un modèle équivalent du transistor en régime dynamique qui soit simple à utiliser. En effet, la précision peut être importante en fin d'analyse ou de conception, mais, au début, elle n'a pas grande importance. Si on essaie d'obtenir une excellente précision dès le début, c'est souvent une perte de temps. La raison en est assez simple. Lorsqu'on essaie d'analyser ou de concevoir un nouveau circuit, on s'égaré inévitablement sur de fausses pistes jusqu'à ce que l'on trouve l'approche qui convient.

L'équation des caractéristiques réelles est en général compliquée et on fait une approximation qui consiste à remplacer les courbes des caractéristiques réelles par des morceaux de droites. Au voisinage du point de polarisation, on remplace les caractéristiques par leurs tangentes en ce point. Ceci suppose :

- que la polarisation est établie et connue ;
- que les variations des grandeurs soient assez faibles pour que l'on puisse assimiler les courbes à leurs tangentes.

C'est l'approximation dite des *petits signaux*.

2.2.1 Paramètres hybrides du transistor bipolaire

2.2.1.1 Rappels

On rappelle qu'un quadripôle comme celui de la figure 2.12 peut être décrit de la façon suivante :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (2.2.1)$$

On peut alors remplacer le quadripôle par les éléments linéaires suivants :

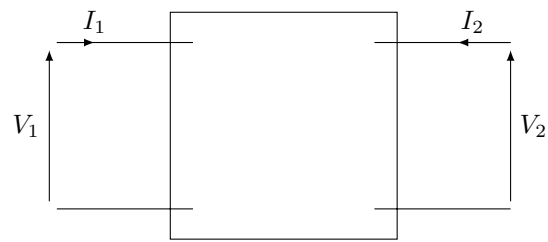


FIGURE 2.12 – Quadripôle.

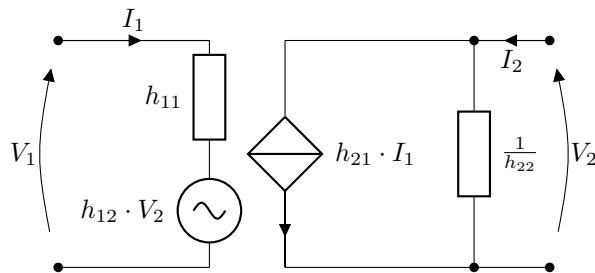


FIGURE 2.13 – Schéma équivalent d'un quadripôle linéaire.

2.2.1.2 Le quadripôle « transistor émetteur commun »

On peut considérer le transistor monté en émetteur commun comme un quadripôle comme le montre la figure 2.14.

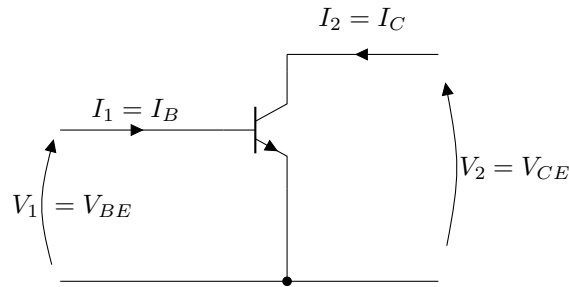


FIGURE 2.14 – Quadripôle émetteur commun.

Si on utilise la théorie des quadripôles, on a :

$$V_{BE} = f_1(I_B, V_{CE}) \tag{2.2.2}$$

$$I_C = f_2(I_B, V_{CE}) \tag{2.2.3}$$

On a vu que les courants et tensions étaient composés d'une grandeur continue et d'une grandeur dynamique (alternative) :

$$V_{BE} = \underbrace{V_{BE_0}}_{\text{tension de polarisation}} + \underbrace{v_{be}}_{\text{tension alternative}}$$

Si on applique l'hypothèse des petits signaux, on peut remplacer les équations 2.2.2 et 2.2.3 par leur développement limité au 1^{er} ordre, en supposant que ces fonctions soient dérivables :

$$V_{BE_0} + v_{be} = f_1(I_{B_0}, V_{CE_0}) + \frac{\partial f_1}{\partial I_B}(I_{B_0}, V_{CE_0}) i_b + \frac{\partial f_1}{\partial V_{CE}}(I_{B_0}, V_{CE_0}) v_{ce} \quad (2.2.4)$$

$$I_{C_0} + i_c = f_2(I_{B_0}, V_{CE_0}) + \frac{\partial f_2}{\partial I_B}(I_{B_0}, V_{CE_0}) i_b + \frac{\partial f_2}{\partial V_{CE}}(I_{B_0}, V_{CE_0}) v_{ce} \quad (2.2.5)$$

On ne s'intéresse qu'au régime dynamique, d'où :

$$v_{be} = \frac{\partial f_1}{\partial I_B}(I_{B_0}, V_{CE_0}) i_b + \frac{\partial f_1}{\partial V_{CE}}(I_{B_0}, V_{CE_0}) v_{ce} \quad (2.2.6)$$

$$i_c = \frac{\partial f_2}{\partial I_B}(I_{B_0}, V_{CE_0}) i_b + \frac{\partial f_2}{\partial V_{CE}}(I_{B_0}, V_{CE_0}) v_{ce} \quad (2.2.7)$$

L'analogie avec les équations 2.2.1 est évidente, d'où l'appellation de représentation en paramètres hybrides.

Évaluons les diverses dérivées partielles. On sait que $I_B = I_0 \cdot e^{\frac{e \cdot V_{BE}}{kT}}$ car la base et l'émetteur forment une diode polarisée en direct. D'où :

$$V_{BE} = \frac{kT}{e} \ln\left(\frac{I_B}{I_0}\right) \Rightarrow \begin{cases} \frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CE}}(I_{B_0}, V_{CE_0}) = 0 \\ \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B}(I_{B_0}, V_{CE_0}) = \frac{kT}{e} \times \frac{1}{I_{B_0}} \end{cases}$$

Donc :

$$h_{11} = \frac{kT}{e \cdot I_{B_0}} \approx \frac{25 \text{ mV}}{I_{B_0}}$$

h_{11} est homogène à une résistance.

car, à 25 °C, $\frac{kT}{e}$ est peu différent de 25 mV.

D'autre part, $h_{12} = 0$.

On sait que $I_C = \beta \cdot I_B$, donc $\frac{\partial f_2}{\partial I_B}(I_{B_0}, V_{CE_0}) = \beta = h_{21}$

D'autre part, des calculs complexes nous donneraient :

$$\frac{\partial f_2}{\partial V_{CE}}(I_{B_0}, V_{CE_0}) = h_{22}$$

$\frac{1}{h_{22}}$ est encore noté ρ . $\frac{1}{h_{22}}$ est homogène à une résistance. Cette résistance est en général de très forte valeur (0.1 M Ω) et par conséquent, mise en parallèle avec une autre résistance, elle sera négligeable devant cette dernière.

En remplaçant les paramètres hybrides par leur valeurs dans la figure 2.13, on obtient un schéma équivalent simple du transistor en régime dynamique, comme le montre la figure 2.15.

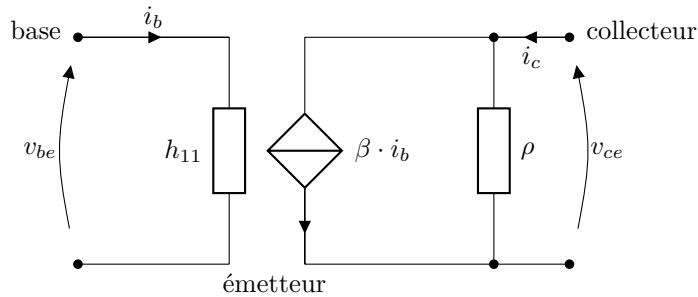


FIGURE 2.15 – Modèle du transistor en régime dynamique pour les *petits signaux*.

NOTA : Pour un transistor PNP, il faut inverser le sens des courants.

2.2.2 Interprétation physique

Dans cette partie, nous allons introduire directement les paramètres hybrides à partir des caractéristiques du transistor.

2.2.2.1 Caractéristiques de base

Le point de polarisation étant en Q sur la figure 2.16, on applique une petite variation de tension base-émetteur.

Le point de fonctionnement se déplace de Q à A , puis de A à Q , puis vers B et revient en Q . Ce mouvement se répète au cycle suivant. Comme A et B sont

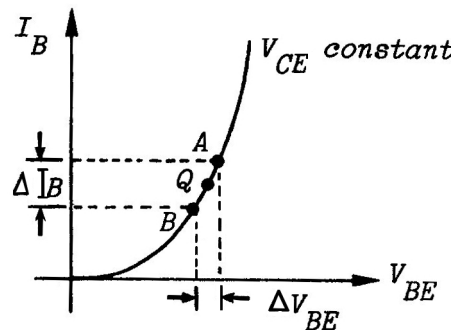


FIGURE 2.16 – Signification graphique de h_{11} .

proches de Q , seul un petit arc de la caractéristique de la diode est décrit. Si on n'utilise qu'une petite partie d'une courbe, le fonctionnement est approximativement linéaire, ce qui signifie que l'arc situé entre A et B est apparenté à une droite. De ce fait, les variations de la tension et du courant sont directement proportionnelles entre elles. On aura donc :

$$\Delta V_{BE} = K \cdot \Delta I_B \Rightarrow h_{11} = \left(\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \right)_{V_{CE}=\text{cte}}$$

où Δ est mis pour « l'accroissement (ou la variation) de » et K est la constante de proportionnalité.

Puisque l'on approche la caractéristique au point Q par sa tangente, alors K est égal à la dérivée de V_{BE} par rapport à I_B au point Q .

$$I_B = I_0 \cdot e^{\frac{e \cdot V_{BE}}{kT}} \Rightarrow V_{BE} = \frac{kT}{e} \cdot \ln \left(\frac{I_B}{I_0} \right)$$

$$\left(\frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} \right)_Q = \frac{kT}{e} \times \frac{1}{I_{B_0}}$$

où I_{B_0} est le courant de base de polarisation correspondant à Q .

D'où :

$$K = \frac{kT}{e \times I_{B_0}} = \frac{25 \text{ mV}}{I_{B_0}}$$

On rappelle que $\frac{kT}{e} = 25 \text{ mV}$ à 25°C .

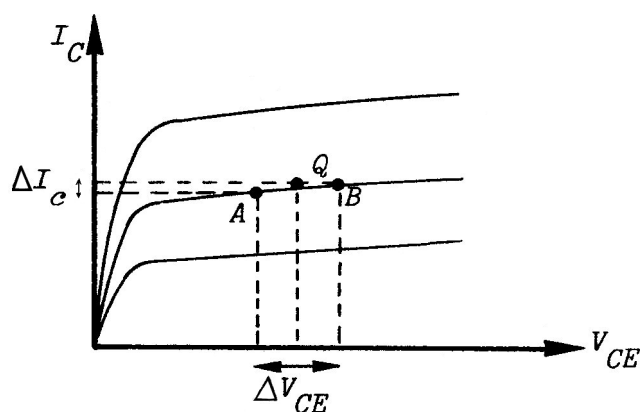
Il apparaît donc que K est homogène à une résistance. Cette résistance modélise la diode base-émetteur en petits signaux, elle est notée r ou h_{11} .

Pour obtenir la même valeur de h_{11} pour tout point situé entre A et B , il faut que le signal soit de faible amplitude (petit). Comment définir « petit » ? Théoriquement, le signal alternatif devrait être infinitésimal. Pratiquement, cependant, on accepte un signal comme petit lorsque la variation crête à crête du courant émetteur est inférieure à 10 % du courant de repos. Si, par exemple, le courant continu est de 10 mA, on considérera un signal alternatif « petit » si la variation crête à crête du courant émetteur est inférieure à 1 mA. C'est arbitraire, mais on a besoin d'une règle de base pour travailler jusqu'à ce qu'on aborde la distorsion non linéaire.

2.2.2.2 Caractéristique du collecteur

La relation $I_C = \beta \cdot I_B$ est toujours valable. Comme $I_E \approx I_C$, on pourra modéliser ces équations par un générateur de courant entre le collecteur et l'émetteur de valeur $\beta \cdot I_B$.

On va appliquer le raisonnement du paragraphe précédent à la caractéristique de collecteur. Si on applique une petite variation de tension ΔV_{CE} , le point de fonctionnement se déplace de A en B . Puisqu'on utilise une petite partie de

FIGURE 2.17 – Signification graphique de β .

la courbe, le fonctionnement est approximativement linéaire. On peut remarquer que cette approximation est meilleure que la précédente car l'allure de la courbe est quasiment linéaire. On a : $\Delta V_{CE} = \rho \cdot \Delta I_C$ avec ρ homogène à une résistance de forte valeur ($10^5 \Omega$). On peut donc donner un schéma équivalent du transistor qui n'est autre que celui de la figure 2.15

2.3 Exercices

2.3.1 Couplage

La source alternative du circuit représenté à la figure 2.18 produit une tension de 100 Hz à 200 kHz. Calculer la capacité du condensateur de couplage C assurant un fonctionnement adéquat dans cette gamme de fréquence.

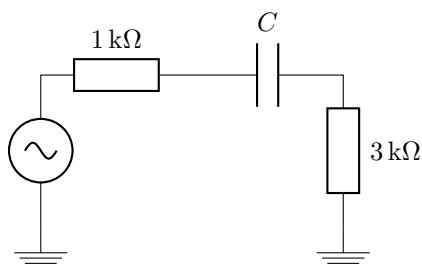


FIGURE 2.18 – Exercice sur le couplage.

Voir la correction page 32.

2.3.2 Découplage

Calculer la capacité du condensateur de découplage C du circuit de la figure 2.19 afin que le point A soit à la masse en courant alternatif pour toutes les fréquences à partir de 20 Hz.

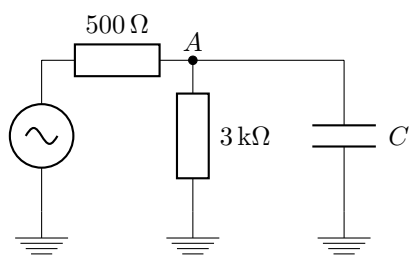


FIGURE 2.19 – Exercice sur le découplage.

Voir la correction page 33.

2.3.3 Circuit équivalent

Dessiner le schéma équivalent en régime dynamique du montage de la figure 2.20. Calculer la valeur de h_{11} en prenant en compte que la tension aux bornes des résistances de $10\text{ k}\Omega$ est de 10 V et que le gain du transistor est $\beta = 100$.

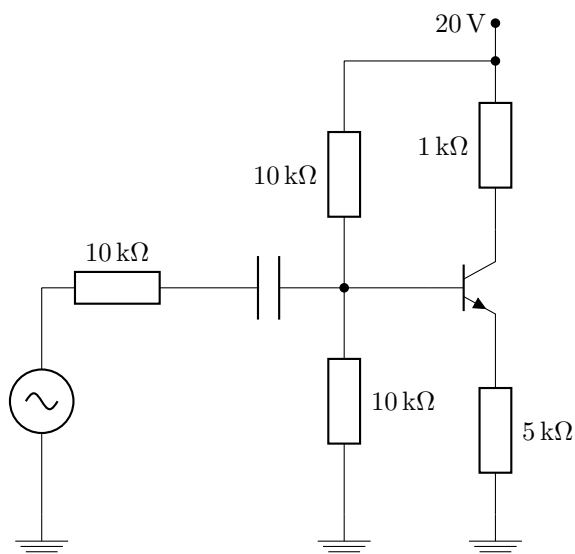


FIGURE 2.20 – Exercice 2.3.3 sur le couplage .

Voir la correction page 33.

2.3.4 Circuit équivalent

Dessiner les circuits équivalents en continu et en alternatif du schéma de la figure 2.21. Calculer la résistance h_{11} du transistor si $\beta = 100$.

Voir la correction page 34.

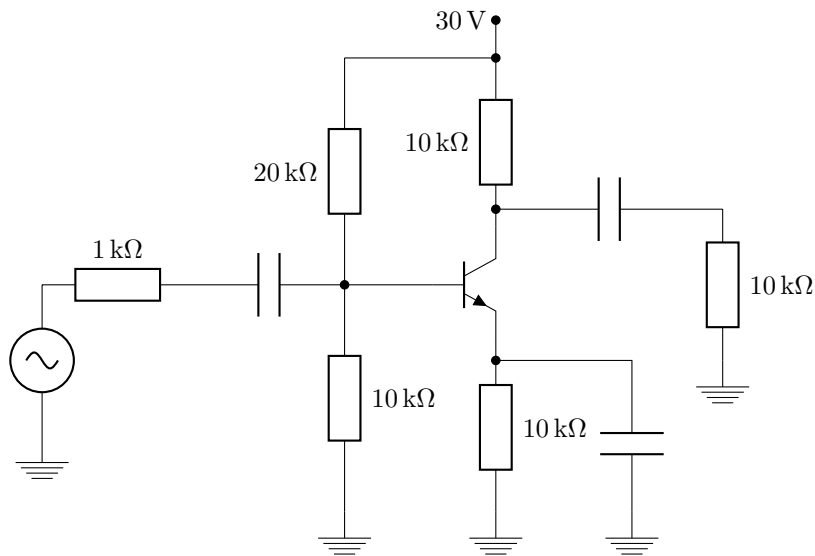


FIGURE 2.21 – Exercice 2.3.4 sur le couplage.

2.3.5 Calcul de h_{11}

Calculer h_{11} du transistor de la figure 2.22 sachant que $\beta = 100$.

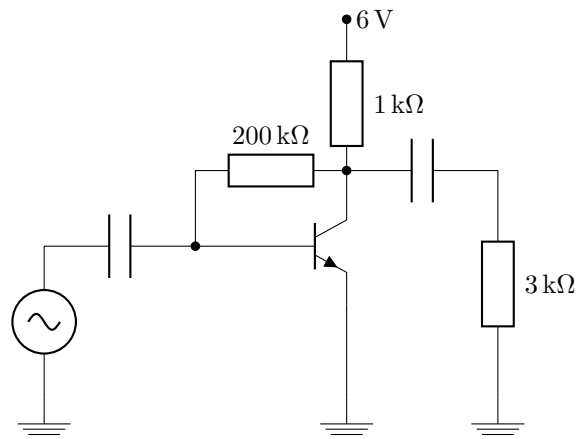


FIGURE 2.22 – Exercice 2.3.5.

Voir la correction page 35.

2.3.6 Calcul de diverses grandeurs

Un transistor possède un courant émetteur de polarisation de 1 mA. On donne : $\beta = 100$ et $i_e = 0.05$ mA.

Calculer :

- v_{be} ;
- i_c ;
- i_b .

Voir la correction page 35.

2.3.7 Circuit équivalent

Dessiner les circuits équivalents en continu et en alternatif des schémas de la figure 2.23.

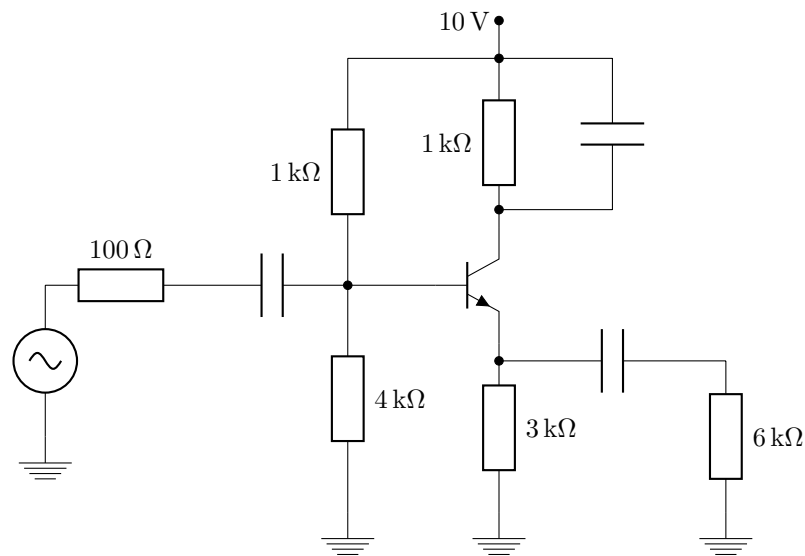


FIGURE 2.23 – Exercice 2.3.7.

2.3.8 Circuit équivalent

Dessiner les circuits équivalents en continu et en alternatif des schémas de la figure 2.24.

2.3.9 corrigé de l'exercice 2.3.1, page 29

L'impédance du condensateur doit être plus faible que la résistance totale de la maille qui est ici de $1 + 3 = 4\text{ k}\Omega$, d'où :

$$C = \frac{1}{f_{\text{mini}} \cdot R_{\text{totale}}} = \frac{1}{100 \times 4 \cdot 10^3} = 2.5 \mu\text{F}$$

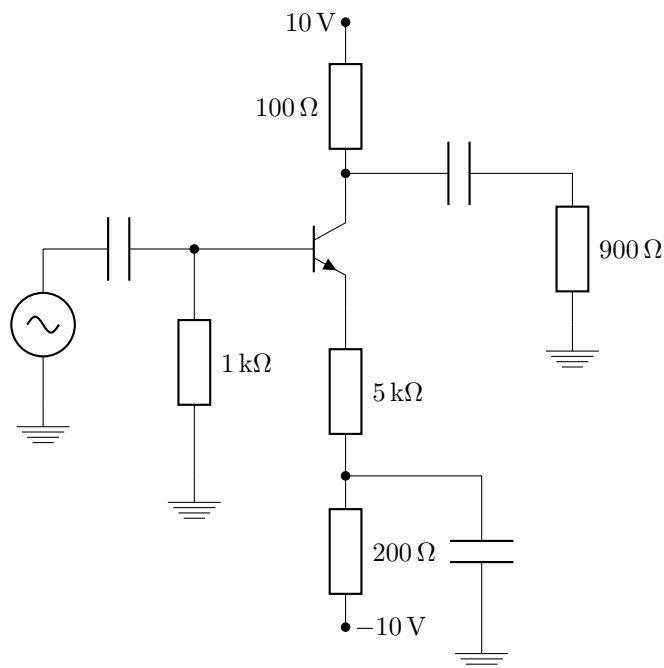


FIGURE 2.24 – Exercice 2.3.8.

2.3.10 corrigé de l'exercice 2.3.2, page 29

L'impédance du condensateur doit être faible devant la résistance de $3\text{ k}\Omega$ en parallèle avec la capacité, d'où :

$$C = \frac{1}{f_{\text{mini}} \cdot R_{\text{parallèle}}} = \frac{1}{20 \times 3 \cdot 10^3} = 16.7 \mu\text{F}$$

2.3.11 corrigé de l'exercice 2.3.3, page 30

Du point de vue schéma équivalent en petits signaux, il suffit de mettre la source de tension continue de 20 volt à la masse, de remplacer le transistor par le schéma équivalent vu plus haut et de court-circuiter le condensateur de couplage.

Calculons I_{B_0} afin de calculer h_{11} :

$$I_{B_0} = \frac{10 - 0,7}{5 \cdot 10^{-3}} \times \frac{1}{100} = 18.6 \mu\text{A}$$

et donc :

$$h_{11} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{18,6 \cdot 10^{-6}} = 1.34 \text{ k}\Omega$$

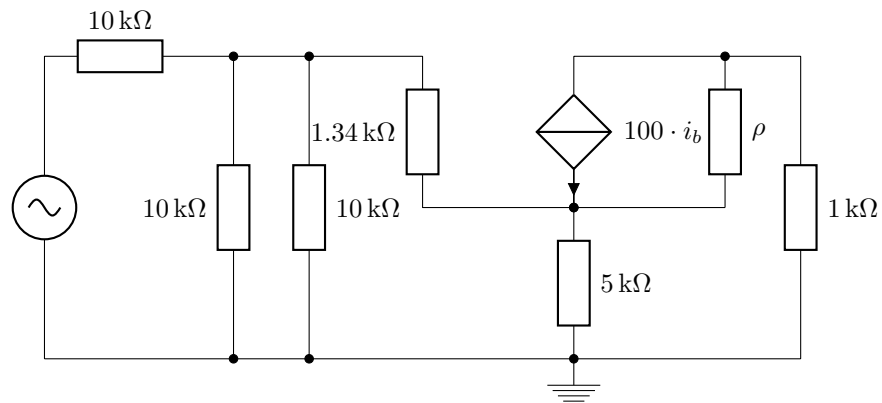


FIGURE 2.25 – Exercice 2.3.3 sur le couplage.

2.3.12 corrigé de l'exercice 2.3.4, page 30

Le calcul du courant émetteur I_{B_0} est à effectuer selon la méthode indiquée en remarque à la page 7. La valeur de I_{B_0} permet de calculer ensuite $h_{11} = 2.7 \text{ k}\Omega$.

Le circuits équivalent en courant continu est représenté figure 2.26 et celui en courant alternatif par la figure 2.27.

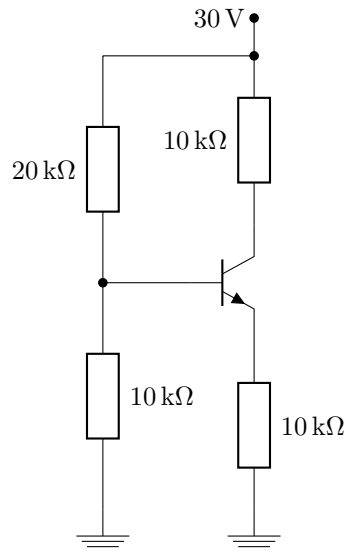


FIGURE 2.26 – Correction de l'exercice 2.3.4 : circuit équivalent en courant continu.

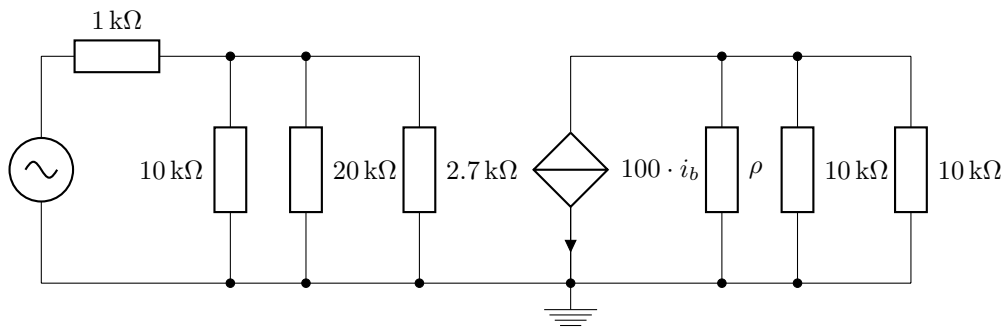


FIGURE 2.27 – Correction de l'exercice 2.3.4 : circuit équivalent en courant alternatif.

2.3.13 corrigé de l'exercice 2.3.5, page 31

$$I_{B_0} = \frac{6 - 0,7}{100 \times 1 \cdot 10^3 + 200 \cdot 10^3} = 17,66 \mu\text{A}$$

D'où :

$$h_{11} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{17,66 \cdot 10^{-6}} \simeq 1,42 \text{ k}\Omega$$

2.3.14 corrigé de l'exercice 2.3.6, page 31

$$v_{be} = h_{11}, i_c = 25 \text{ mV}, i_b = 0,5 \mu\text{A}, i_c = i_e = 0,05 \text{ mA}.$$

Chapitre 3

Amplificateurs de signaux faibles

3.1 Généralités sur l'amplification

3.1.1 Définition

Un amplificateur est un circuit actif capable d'amplifier un signal d'entrée, amplifier signifiant augmenter la puissance du signal.

Comme le montre la figure 3.1, on peut représenter tout amplificateur sous la forme d'un quadripôle de type (a) ou (b).

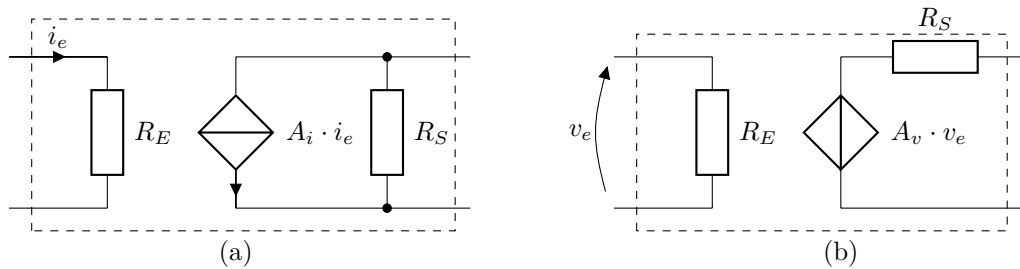


FIGURE 3.1 – Différentes modélisation d'un amplificateur.

- R_E est la résistance (ou impédance) d'entrée ;
- R_S est la résistance (ou impédance) de sortie ;
- A_v est l'amplification en tension à vide ;
- A_i est l'amplification en courant en court-circuit.

Il nous faut introduire certaines grandeurs :

- L'amplification en puissance : $A_p = \frac{V_s \cdot I_s}{V_e \cdot I_e} = \frac{P_s}{P_e}$;
- le gain en tension à vide : $G_v = 20 \log(A_v)$ exprimé en décibel (dB)¹ ;

1. Si on appelle X le rapport de deux puissances P_1 et P_0 , la valeur de X en bel (B) s'écrit :

- le gain en courant en court-circuit : $G_i = 20 \log(A_i)$ exprimé en dB ;
- le gain en puissance : $G_p = 10 \log(A_p)$ exprimé en dB.

Nous avons introduit ci-dessus le gain en tension à vide et le gain en courant en court-circuit. Or, un amplificateur n'est jamais utilisé à vide ou en court-circuit. Il attaque, c'est à dire qu'il fournit le signal qu'il amplifie à un système pouvant être représenté par une résistance.

Ainsi, tout amplificateur peut, dans la réalité, être représenté par le schéma de la figure 3.2 avec, entre les bornes de sortie, la résistance d'entrée du système qu'il attaque (notée R_L).

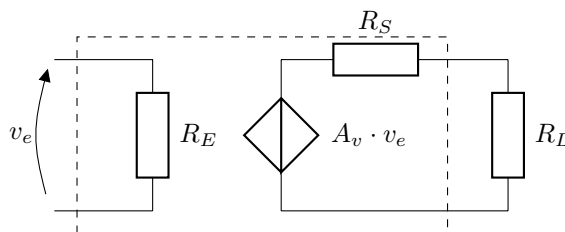


FIGURE 3.2 – Amplificateur représenté avec la résistance d'entrée du montage qu'il attaque.

En tenant compte de la présence de la résistance d'entrée (notée R_L) du montage attaqué par l'amplificateur, les véritables valeurs des gains en tension et en courant ne sont plus G_v et G_i .

3.1.2 Amplification en tension

La tension v_s délivrée en sortie de l'amplificateur ne vaut pas $A_v \cdot v_e$ mais :

$$v_s = A_v \cdot v_e \times \frac{R_L}{R_L + R_S}$$

La valeur de l'amplification en tension, en présence de la résistance R_L est donc :

$$A'_v = \frac{A_v}{1 + \frac{R_S}{R_L}}$$

Cette formule importante nous guidera dorénavant pour le choix d'un amplificateur. En effet, en étudiant la formule donnant A'_v , on constate que A'_v est maximisé en prenant $R_L \gg R_S$.

$X_B = \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_0} \right)$, On peut également exprimer X dans un sous multiple du bel, le décibel (dB) : $X_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_0} \right)$, un décibel étant égal à un dixième de bel. Si le rapport entre les deux puissances est de $10^2 = 100$, cela correspond à 2 bels ou 20 décibels(dB). À titre d'exemple, la puissance double environ tous les 3 décibels et 130 décibels correspondent à une puissance 1 000 fois plus importante que 100 décibels. Si l'on considère deux tensions efficaces U_1 et U_0 , on conviendra d'écrire que leur rapport, exprimé en décibels, est celui des puissances absorbés par une même résistance R , aux bornes de laquelle ces tensions auraient été appliquées. Aussi on a : $X_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_2} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{U_1^2}{U_0^2} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{U_1}{U_0} \right)$.

Ainsi, si l'on souhaite posséder un amplificateur de tension, on choisira une impédance de sortie *faible*.

De façon analogue, on montre, en attaquant l'amplificateur avec un montage du type de la figure 3.3, que la résistance d'entrée de l'amplificateur devra être choisie telle que $R_E \gg \rho$ de façon à minimiser la chute de tension indésirable dans ρ .

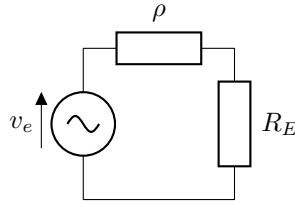


FIGURE 3.3 – Amplificateur attaqué par un montage figuré par son générateur de Thévenin équivalent.

En résumé, pour obtenir une bonne amplification en tension, on s'efforcera de choisir :

- une forte impédance d'entrée ;
- une faible impédance de sortie.

3.1.3 Amplification en courant

De façon analogue à l'amplificateur en tension, l'amplification en courant d'un amplificateur en fonctionnement normal ne peut être considéré comme égale à son amplification en court-circuit.

En effet, en présence de R_L (voir figure 3.2), le courant de sortie prend la valeur $i'_s = \frac{A_v \cdot V_e}{R_S + R_L}$ contre $i_s = \frac{A_v \cdot V_e}{R_S}$ en court-circuit.

Ainsi, la valeur de l'amplification en courant, lorsque l'amplificateur est chargé par une résistance R_L , devient :

$$A'_i = \frac{i'_s}{i_e} = \frac{A_v \cdot V_e}{R_S + R_L} \times \frac{R_E}{V_e} \Rightarrow A'_i = \frac{A_v \cdot R_E}{R_S + R_L}$$

Dans le but d'améliorer au maximum l'amplification, on peut remarquer que la valeur A'_i sera d'autant plus élevée que :

- R_E sera grande ;
- R_S sera faible.

Pour obtenir une bonne amplification en courant, il faudra choisir :

- une forte impédance d'entrée ;
- une faible impédance de sortie.

REMARQUE IMPORTANTE : L'amplification en courant n'apparaîtra pas dans l'étude des montages fondamentaux. En effet, il est aisé, à l'aide de l'amplification en tension, de l'impédance d'entrée, de l'impédance de sortie et de la formule de A_v , de déterminer l'amplification en courant pour une charge donnée.

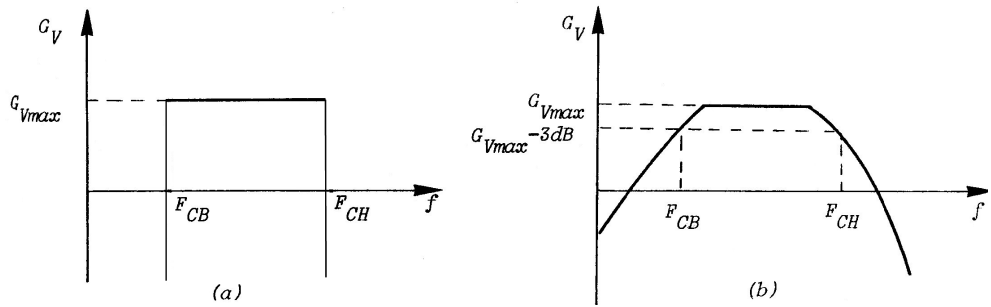


FIGURE 3.4 – Réponse en fréquence d'un amplificateur (a) : courbe théorique, (b) : courbe réelle.

3.1.4 Bilan de puissance

La puissance de sortie, en général plus élevée que la puissance d'entrée, ne sort évidemment pas du néant. Elle provient d'une source auxiliaire (pile, alimentation, etc.) appelée source de polarisation.

Le bilan de puissance d'un amplificateur est le suivant :

$$P_{\text{entrée}} + P_{\text{polarisation}} = P_{\text{sortie}} + P_{\text{dissipée}}$$

La puissance $P_{\text{dissipée}}$ est la somme de la puissance dissipée par effet Joule dans chaque composant et des pertes, d'où la notion de rendement :

$$\eta = \frac{P_{\text{sortie}}}{\Sigma P_{\text{fournie}}}$$

3.1.5 Bande passante

Tout amplificateur possède une plage d'utilisation limitée en fréquence appelée *bande passante*. On appelle fréquence de coupure haute, F_{CH} , la fréquence au-dessus de laquelle l'amplificateur n'amplifie plus (ou amplifie moins) et la fréquence de coupure basse, F_{CB} , la fréquence au-dessous de laquelle il n'y a plus d'amplification (ou une amplification moindre), voir la figure 3.4. La fréquence de coupure basse peut être nulle dans certaines applications.

$$\text{Bande passante} = F_{CH} - F_{CB}$$

En pratique, on définit la fréquence de coupure lorsque l'amplification chute de 3 dB comme le montre la figure 3.4.

3.1.6 Dynamique de sortie maximum

Quand on augmente l'amplitude du signal d'entrée appliqué à un amplificateur, il y a une amplification maximum du signal de sortie (tension et/ou courant) au-delà de laquelle l'amplificateur refuse de suivre :

- d’une part le signal de sortie se déforme beaucoup quand on augmente encore l’amplitude du signal d’entrée, jusqu’à, dans certains cas, devenir pratiquement rectangulaire, quelle que soit la forme du signal d’entrée ;
- d’autre part une augmentation du signal d’entrée ne provoque plus d’augmentation du signal de sortie au-delà de cette limite.

Cette limite est appelée dynamique de sortie maximum, elle se mesure en volts ou parfois en ampères si la grandeur de sortie est un courant.

La valeur de la dynamique de sortie est liée aux sources et au circuit de polarisation, mais le lien n’est pas toujours évident.

3.1.7 Distorsion

Lorsque le signal d’entrée d’un amplificateur est un signal sinusoïdal, le signal de sortie n’est pas forcément sinusoïdal. On parle de *distorsion*.

Le signal de sortie est un signal de même période que le signal d’entrée et, comme toute fonction périodique, il peut être décomposé en série de Fourier.

Soit T la période du signal d’entrée et f sa fréquence. Le signal de sortie S peut se mettre sous la forme :

$$S(t) = \underbrace{S_0}_{\text{valeur moyenne}} + \underbrace{S_1 \sin(\omega t + \varphi_1)}_{\text{fondamental}} + \underbrace{S_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots + S_n \sin(n\omega t + \varphi_n)}_{\text{harmoniques}}$$

Le taux de distorsion harmonique d’un amplificateur est défini par :

$$d = \frac{\text{valeur efficace des harmoniques}}{\text{valeur efficace du fondamental}}$$

d’où :

$$d = \frac{\sqrt{S_2^2 + S_3^2 + \dots + S_n^2}}{S_1}$$

En pratique un calcul des deux ou trois premières harmoniques suffit pour obtenir une bonne précision sur le résultat. D’un point de vue des mesures, il existe un appareil appelé le *distorsiomètre* capable de mesurer d .

3.2 Montages fondamentaux du transistor bipolaire

3.2.1 Attaque par la base et attaque par l’émetteur

Dans l’étude d’un circuit à transistors, l’application du théorème de superposition nous permettra de distinguer deux phases :

- Recherche du point de polarisation Q ,
- étude du circuit équivalent en courant alternatif.

Ainsi, après avoir trouvé le point Q , on annule toutes les sources continues, on court-circuite les condensateurs de couplage et de découplage pour obtenir un circuit équivalent en courant alternatif.

Malgré de nombreuses variantes possibles, la plupart des étages amplificateurs se réduisent à une des deux formes fondamentales :

- Attaque par la base ;
- attaque par l'émetteur.

La figure 3.5(a) représente un circuit attaqué par la base ; on l'appelle ainsi parce que la source V_{BB} attaque la base du transistor à travers la résistance R_B . La figure 3.5(b) représente un circuit attaqué par l'émetteur.

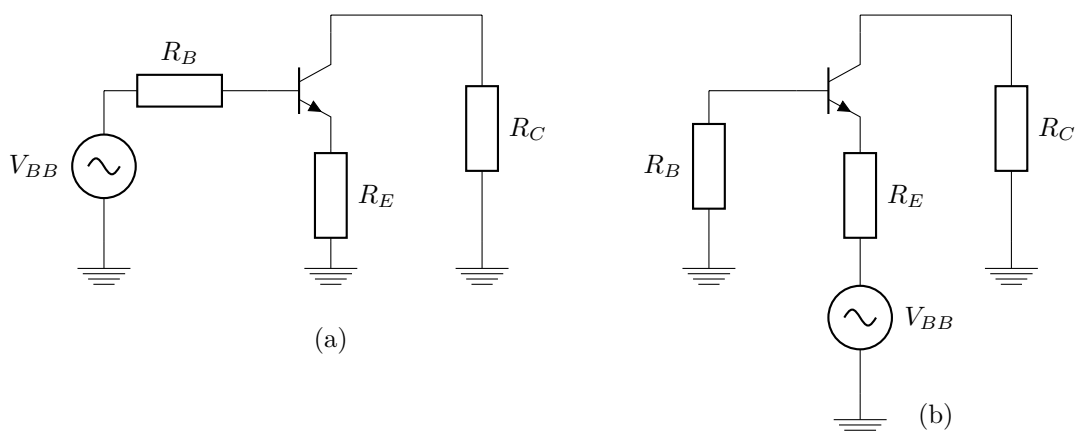


FIGURE 3.5 – Attaque par la base (a) et par l'émetteur (b).

3.2.2 Montage émetteur commun

Ce premier montage du transistor bipolaire que nous allons étudier est du type « attaque par la base », il est représenté à la figure 3.6.

Le condensateur sert à isoler le générateur de tension alternative afin d'éviter qu'il ne soit traversé par un courant continu. En régime dynamique (petits signaux), le transistor peut être remplacé par son schéma équivalent et nous obtenons la figure 3.7. Si la résistance R_E est découplée par un condensateur (figure 3.8, alors il apparaît très clairement que l'émetteur est bien une borne commune à l'entrée et à la sortie.

3.2.2.1 Amplification en tension

Par définition, l'amplification en tension est égale au rapport $\frac{v_s}{v_e}$ à vide (l'amplificateur étant chargé sur une impédance infinie). En pratique, $R_C \ll \rho$, ainsi on a :

$$v_s = -\beta \cdot i_b \cdot R_C$$

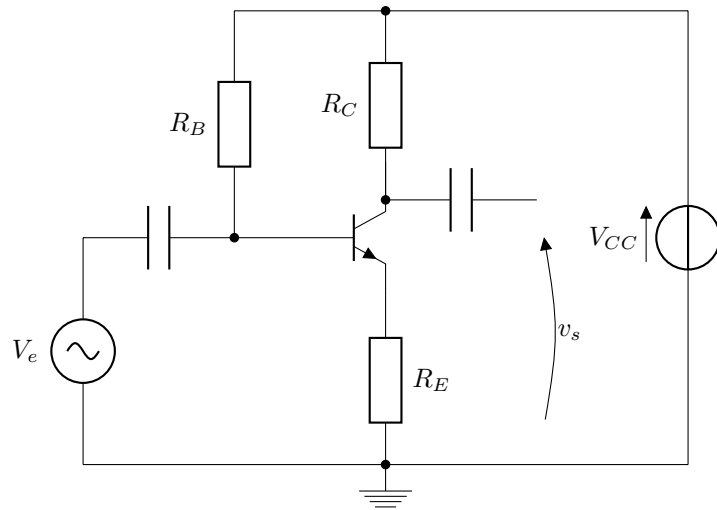


FIGURE 3.6 – Montage émetteur commun.

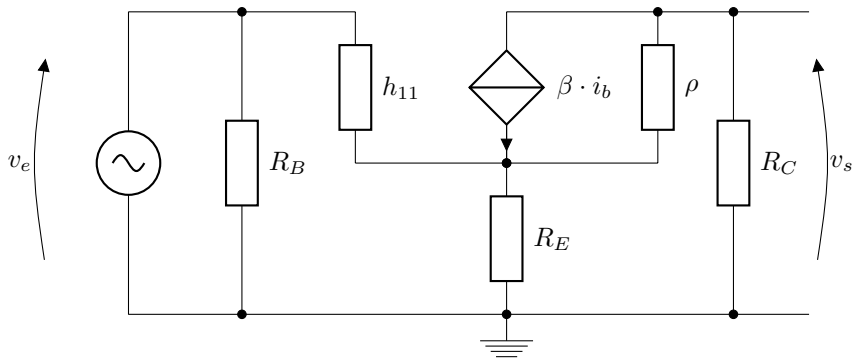


FIGURE 3.7 – Montage émetteur commun, schéma équivalent en régime dynamique.

$$v_e = h_{11} \cdot i_b + (\beta + 1) \cdot i_b \cdot R_E$$

d'où :

$$A_v = \frac{-\beta \cdot R_C}{h_{11} + (\beta + 1)R_E}$$

Le signe $-$ indique que v_s et v_e sont en opposition de phase.

Il est aisé de constater que plus R_E est importante, plus G_v est faible. Or R_E est indispensable pour la polarisation du transistor. On est donc amené à introduire la notion d'émetteur découplé. On introduit une capacité en parallèle avec R_E pour la « by-passer » en alternatif ($\frac{1}{C} \ll R_E$ aux fréquences utilisées) comme le montre la figure 3.8.

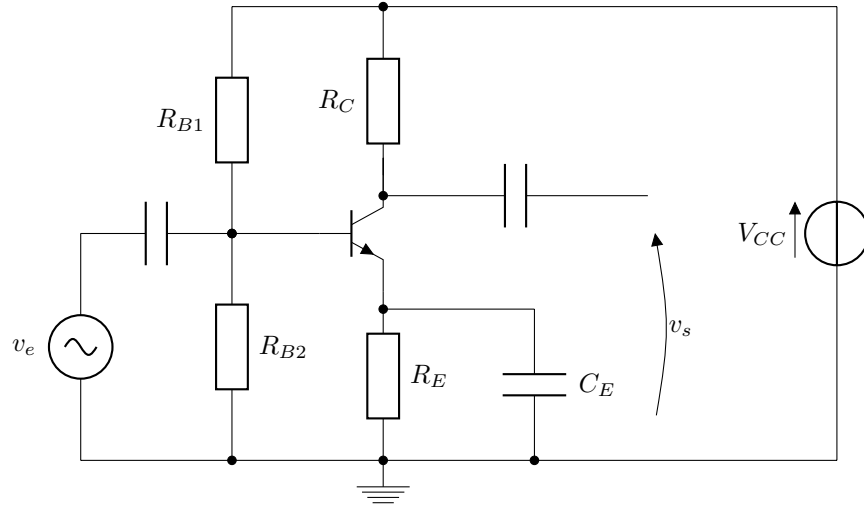


FIGURE 3.8 – Montage émetteur commun à résistance d'émetteur découplée.

La valeur de l'amplification en tension est alors :

$$A_v = -\frac{\beta \cdot R_C}{h_{11}}$$

h_{11} dépend du courant traversant le transistor :

$$h_{11} = \frac{\frac{kT}{e}}{I_B} = \beta \times \frac{\frac{kT}{e}}{I_C}$$

d'où :

$$A_v = -\frac{R_C \cdot I_C}{\frac{kT}{e}} \approx -40 \cdot R_C \cdot I_C \text{ pour } T \approx 20^\circ\text{C}$$

3.2.2.2 Amplification en courant

Le gain en courant A_i est égal à β puisque la source de courant liée débite un courant β fois plus grand que le courant émetteur-base i_b .

$$A_i = \beta$$

3.2.2.3 Amplification en puissance

Le gain en puissance est égal au produit des deux gains A_v et A_i .

$$A_p = A_v \times A_i \approx -\frac{\beta \cdot R_C}{h_{11}} \times \beta = -\frac{\beta^2 \cdot R_C}{h_{11}}$$

3.2.2.4 Impédance d'entrée

C'est l'impédance du circuit vue de l'extérieur en « regardant vers l'entrée ». Cette impédance est obtenue en faisant le rapport entre la tension d'entrée et le courant d'entrée :

$$Z_e = \frac{v_e}{i_e}$$

En se reportant à la figure 3.7, il vient :

$$v_e = h_{11} \cdot i_b + (\beta + 1) \cdot R_E \cdot i_b$$

$$i_e = \frac{v_e}{R_B} + i_b$$

d'où :

$$i_e = \left(\frac{h_{11}}{R_B} + \frac{(\beta + 1)R_E}{R_B} + 1 \right) i_b$$

ce qui donne :

$$Z_e = \frac{(h_{11} + (\beta + 1)R_E) R_B}{h_{11} + (\beta + 1)R_E + R_B}$$

La valeur de l'impédance d'entrée est donc :

$$Z_e = R_B // (h_{11} + (\beta + 1)R_E)$$

Cette expression peut être simplifiée sous certaines conditions :

– résistance d'émetteur découplée ($R_E = 0$ en alternatif) :

$$Z_e \approx R_B // h_{11}$$

- $R_B \gg h_{11}$ et résistance d'émetteur découplée :

$$Z_e \approx h_{11}$$

3.2.2.5 Impédance de sortie

C'est l'impédance interne du générateur de sortie. Pour le calcul de l'impédance de sortie, on peut utiliser deux méthodes :

- Méthode de demi-déviaton

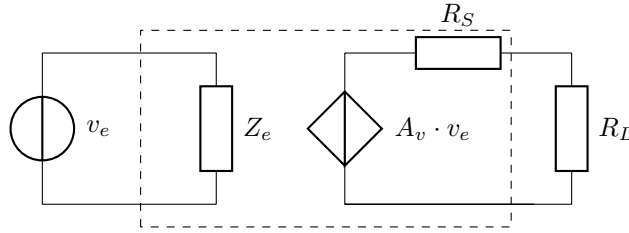


FIGURE 3.9 – Impédance de sortie.

Si $R_L \rightarrow \infty$ on mesure en sortie $V_{s0} = A_v \cdot v_e$.

Si $R_L = R_S$, v_s vaut alors $A_v \cdot v_e \times \frac{R_L}{R_L + R_S} = \frac{A_v \cdot v_e}{2} = \frac{V_{s0}}{2}$.

Cette méthode est surtout une *méthode expérimentale*.

- Méthode de Thévenin

On court-circuite le générateur v_e . Le générateur contrôlé ($A_v \cdot v_e$) est alors nul, le circuit est celui de la figure 3.10.

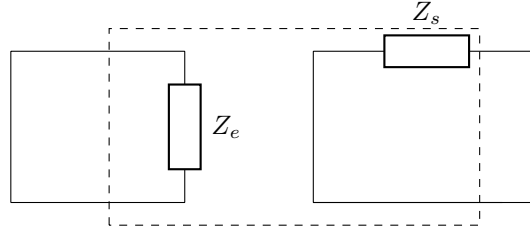


FIGURE 3.10 – Détermination de l'impédance de sortie par la méthode de Thévenin.

L'impédance vue de la sortie (R_L débranchée) est alors égale à Z_S . En se reportant à la figure 3.7, il convient de considérer le générateur de courant comme un circuit ouvert. En conservant l'hypothèse $\rho \gg R_C$, il vient :

$$Z_s \approx R_C$$

3.2.2.6 Conclusion

Le montage émetteur commun est un montage permettant une bonne amplification. Celle-ci sera d'autant plus élevée que R_C sera grande, mais alors

l'impédance de sortie sera élevée.

Dans le montage émetteur commun, on a $v_e = V_{BE}$, il s'agit d'une attaque en tension donc le signal de sortie présentera des déformations si la tension v_e est trop importante (supérieure à quelques millivolts).

Par conséquent, le montage émetteur commun ne peut être attaqué que par une source ayant une résistance interne faible et de bas niveau. Il doit être suivi par un étage adaptateur.

3.2.3 Montage collecteur commun

Ce montage est également du type « attaque par la base ».

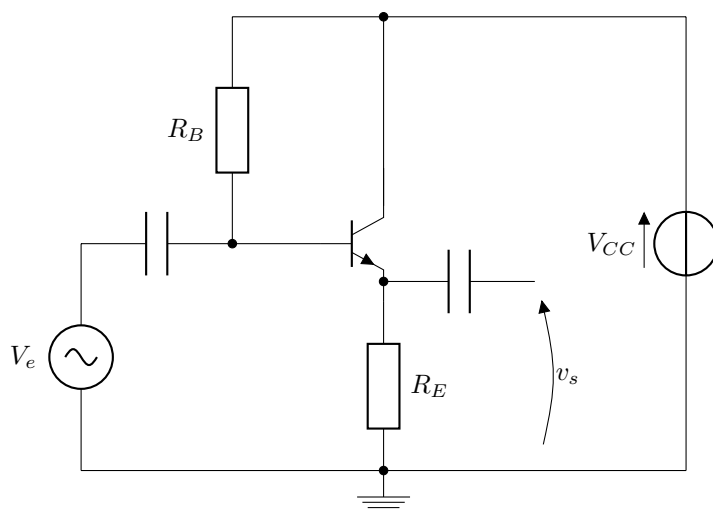


FIGURE 3.11 – Montage collecteur commun « classique ».

Le schéma équivalent en régime dynamique est celui de la figure 3.13.

3.2.3.1 Amplification en tension

On a :

$$v_e = h_{11} \cdot i_b + v_s$$

$$v_s = (R_E // \rho)(\beta + 1)i_b$$

En supposant $R_E \ll \rho$, il vient :

$$A_v = \frac{\beta \cdot R_E}{h_{11} + \beta \cdot R_E}$$

En pratique, h_{11} est souvent négligeable devant $\beta \cdot R_E$ ce qui donne $A_v = 1$, mais en toute rigueur, l'amplification est toujours inférieure à 1.

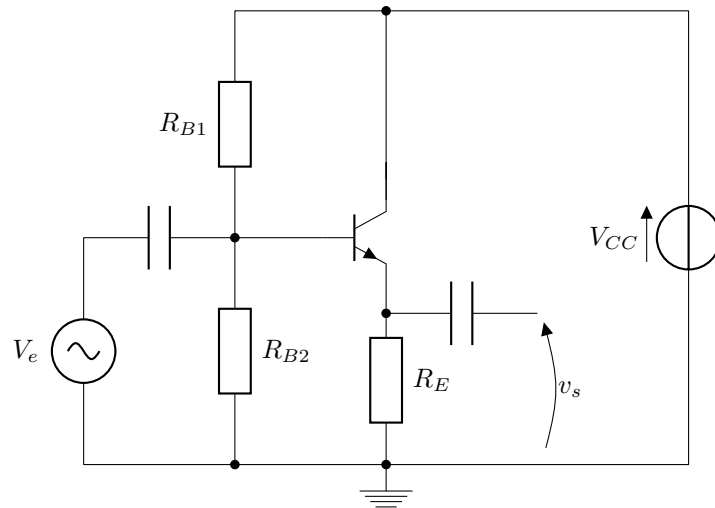


FIGURE 3.12 – Montage collecteur commun « stabilisé en température ».

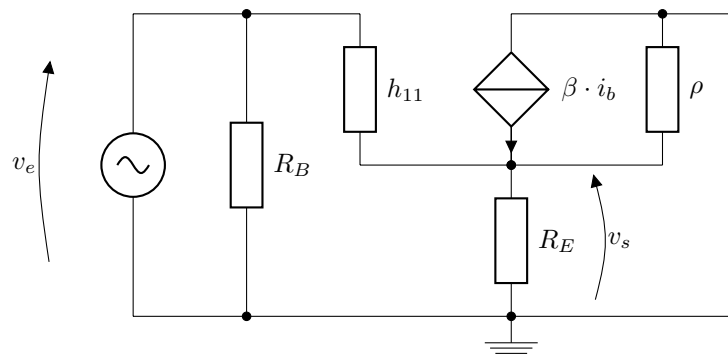


FIGURE 3.13 – Montage collecteur commun, schéma équivalent en régime dynamique.

3.2.3.2 Impédance d'entrée

Comme précédemment : $Z_e = \frac{v_e}{i_e}$, ce qui donne :

$$Z_e = R_B // [h_{11} + (\beta + 1)R_E]$$

$(h_{11} + (\beta + 1)R_E)$ n'est autre que l'impédance du transistor entre base et masse.

3.2.3.3 Impédance de sortie

Le générateur d'entrée ayant une valeur nulle (il est court-circuité), le montage est alimenté par un générateur v_0 . Calculons le courant i_0 débité par cette source. On sait que $Z_s = \frac{v_0}{i_0}$.

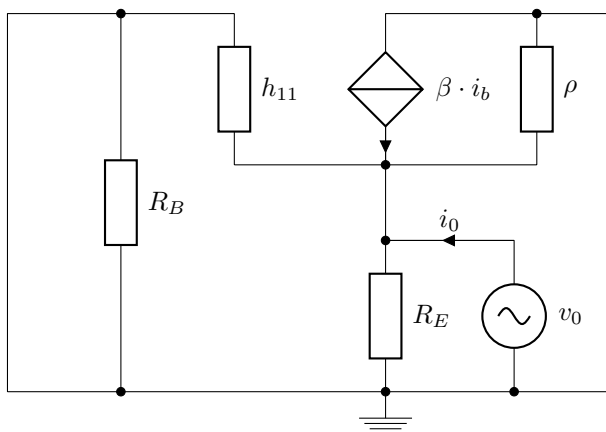


FIGURE 3.14 – Détermination de l'impédance de sortie.

Le courant i_0 est la somme du courant dans :

$$R_E \longrightarrow \frac{u_0}{R_E}$$

$$h_{11} \longrightarrow \frac{u_0}{h_{11}}$$

$$\rho \longrightarrow \frac{u_0}{\rho}$$

et de $-\beta \cdot i_B$

$$i_0 = u_0 \left[\frac{1}{R_E} + \frac{1}{h_{11}} + \frac{1}{\rho} \right] - \beta \cdot i_B$$

avec $i_B = -\frac{u_0}{h_{11}}$.

En utilisant l'hypothèse $\rho \gg R_E$, on obtient :

$$\frac{1}{Z_s} = \frac{i_0}{u_0} = \frac{1}{R_E} + \frac{\beta + 1}{h_{11}}$$

soit :

$$Z_s = R_E // \frac{h_{11}}{\beta + 1}$$

3.2.3.4 Conclusion

Ce montage joue le rôle d'un *adaptateur d'impédance*. L'impédance d'entrée peut être grande si R_B l'est, l'impédance de sortie est faible et l'amplification en tension est pratiquement égale à 1.

3.2.4 Montage base commune

Ce montage est du type « attaque par l'émetteur », il est représenté par les schémas figure 3.15 et 3.16.

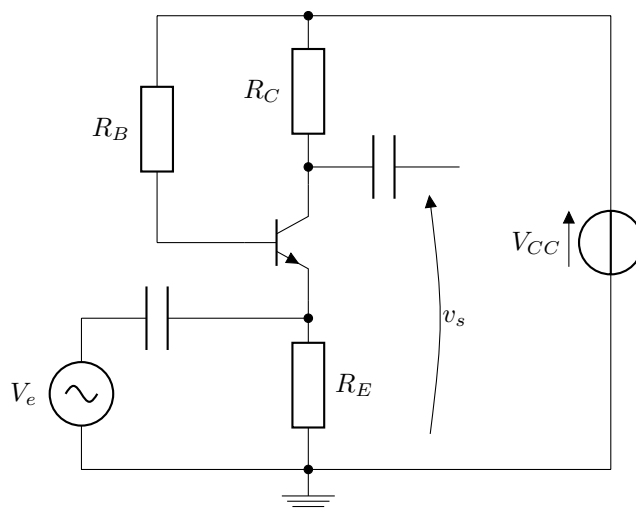


FIGURE 3.15 – Montage base commune « classique ».

Le schéma équivalent est celui de la figure 3.17.

Dans le cas du circuit stabilisé en température, on a bien évidemment $R_B = R_{B1} // R_{B2}$

3.2.4.1 Amplification en tension

On a :

$$v_s = -R_C \cdot i_c$$

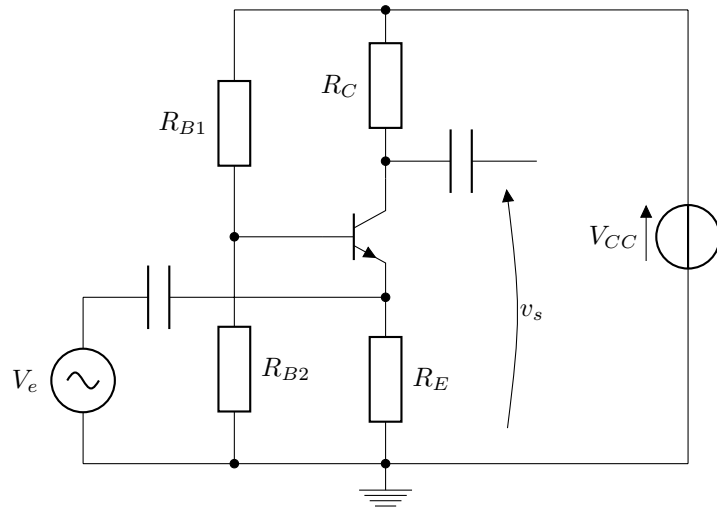


FIGURE 3.16 – Montage base commune « stabilisé en température ».

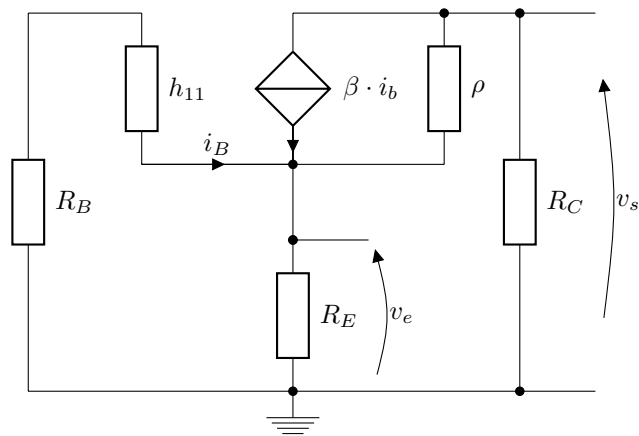


FIGURE 3.17 – Montage base commune, schéma équivalent en régime dynamique.

$$v_e = -(h_{11} + R_B) \cdot i_b$$

d'où :

$$A_v = \frac{\beta \cdot R_C}{h_{11} + R_B}$$

De la même manière que dans le cas de l'émetteur commun, il apparaît que plus R_B est élevée, plus A_v est faible. Ainsi, il est intéressant de découpler la résistance de base afin de maximiser l'amplification en tension. On obtient alors :

$$A_v = \frac{\beta \cdot R_C}{h_{11}}$$

C'est la même valeur que l'amplification en tension du montage à émetteur commun à résistance d'émetteur découplée mais sans inversion de phase.

3.2.4.2 Impédance d'entrée

Par définition, $Z_e = \frac{v_e}{i_e}$. En utilisant les calculs effectués pour l'impédance de sortie du montage à collecteur commun et en remarquant que maintenant R_B n'est plus court-circuité mais en série avec h_{11} , il vient :

$$Z_e = R_E // \frac{R_B + h_{11}}{\beta + 1}$$

Dans le cas d'un circuit base commune avec résistance de base découplée, l'expression ci-dessus devient :

$$Z_e = R_E // \frac{h_{11}}{\beta + 1}$$

3.2.4.3 Impédance de sortie

Le calcul se déroule de la même manière que pour le montage émetteur commun. Il vient :

$$Z_s \approx R_C$$

3.2.4.4 Conclusion

L'impédance d'entrée très faible n'est commode qu'en haute fréquence où l'on recherche l'adaptation en puissance. Pour d'autres raisons (bande passante, stabilité) ce montage n'est pratiquement utilisé qu'en haute fréquence (HF). L'impédance de sortie élevée vis à vis de la charge est de plus intéressante lorsque l'on veut éviter l'amortissement d'un circuit résonnant placé comme charge du collecteur.

3.3 Résumé

Le tableau 3.1 résume le fonctionnement des amplificateurs à émetteur commun (EC), à collecteur commun (CC) et à base commune (BC).

	EC	CC	BC
A_v	$-\frac{\beta \cdot R_C}{h_{11}}$	1	$\frac{\beta \cdot R_C}{h_{11}}$
A_i	β	β	1
G	$-\frac{\beta^2 \cdot R_C}{h_{11}}$	β	$\frac{\beta \cdot R_C}{h_{11}}$
Z_e	h_{11}	$h_{11} + \beta \cdot R_E$	$\frac{h_{11}}{\beta}$
Z_s	R_C	$\frac{h_{11}}{\beta}$	R_C

TABLE 3.1 – Approximations idéales : $\beta \gg 1$ et résistances d'émetteur ou de base découplées.

Le circuit d'un amplificateur EC a le plus grand gain en puissance. D'autre part, il est à noter que le montage CC possède l'impédance d'entrée la plus élevée, et le montage BC la plus basse.

Le tableau 3.2 donne les gains et impédances typiques du transistor 2N3904 qui est très utilisé.

	EC	CC	BC
A_v	100	1	100
A_i	120	120	1
G	12000	120	100
Z_e	3 k Ω	50 k Ω	25 k Ω
Z_s	125 k Ω	25 k Ω	15 M Ω

TABLE 3.2 – Valeurs typiques pour un transistor 2N3904 dont $I_E = 1$ mA, $R_C = 2.5$ k Ω pour BC et EC et $R_E = 390$ Ω pour CC .

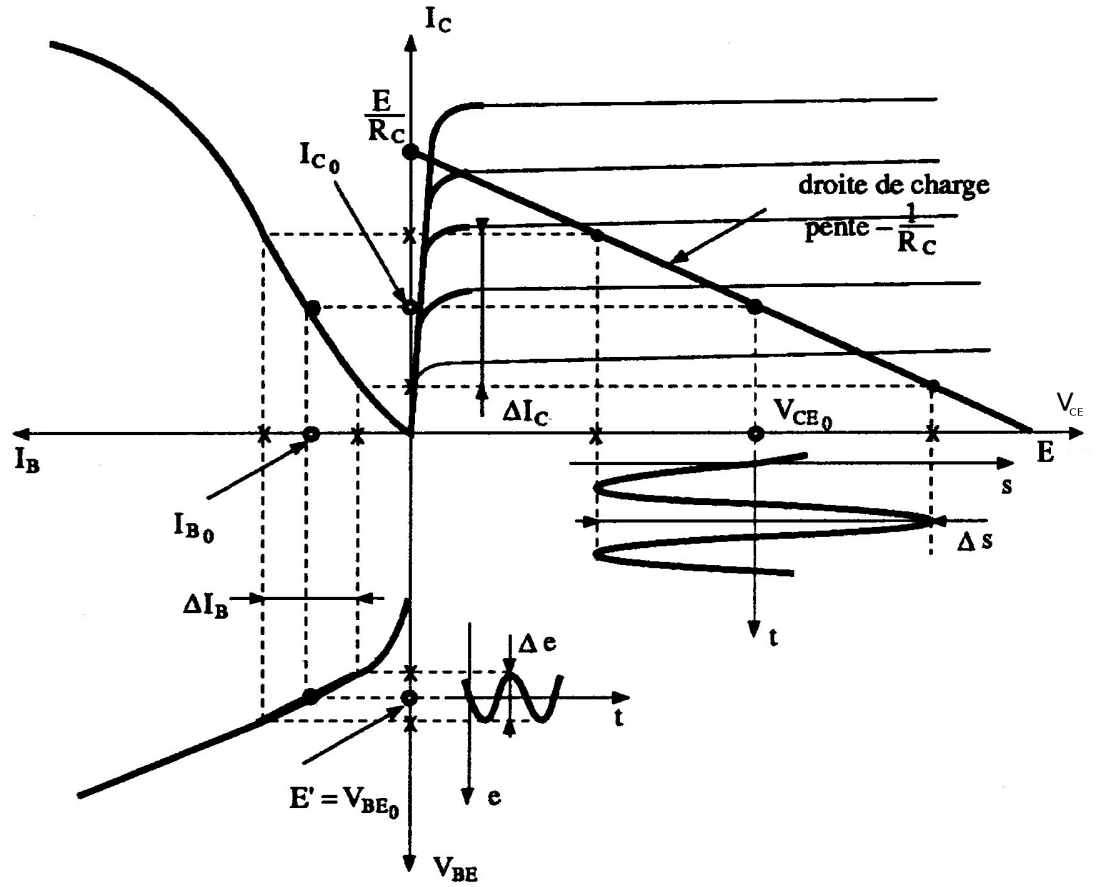


FIGURE 3.18 – Signification graphique de l'amplification.

3.4 Présentation graphique de l'amplificateur en émetteur commun

Reprenons le schéma de la figure 3.8 et polarisons le transistor de telle manière que $V_{BE_0} = E'$. Dans ces conditions, le signal d'entrée e ajouté à E' se trouve aux bornes de la jonction de commande du transistor. Il nous est donc possible de raisonner graphiquement.

Le schéma de la figure 3.18 représente les caractéristiques $I_B(V_{BE})$, $I_C(I_B)$ et $I_C(V_{CE})$ situés dans les trois premiers quadrants. Les points de repos sont $E' = V_{BE_0}$, I_{B_0} , I_{C_0} et V_{CE_0} . À une variation du signal de l'entrée Δe correspond une variation du signal de sortie Δs en passant par les variations ΔI_B , ΔI_C et $\Delta V_{CE} = \Delta s$. Le gain en tension est alors défini par :

$$A_v = \frac{\Delta s}{\Delta e}$$

Au vu des variations sinusoïdales, on trouve l'inversion de phase, et, à l'échelle

des grandeurs réelles, pour quelques dizaines de millivolts d'entrée (autour de 0.6V) on obtient quelques volts en sortie. Cela traduit un gain en tension de quelques centaines. Cette présentation graphique permet de déterminer le gain en tension de l'émetteur commun en basse fréquence. Mais cette analyse graphique a aussi ses restrictions :

- elle n'est pas facile à mettre en œuvre ;
- elle ne permet pas d'obtenir facilement le gain en tension des autres montages fondamentaux ;
- elle ne tient pas compte des éléments parasites capacitifs ;
- elle ne permet pas d'obtenir la valeur des résistances d'entrée et de sortie.

3.5 Problèmes

3.5.1 Amplificateur, extrait d'un sujet de troisième année de 1991

On considère le montage de l'amplificateur de la figure 3.19.

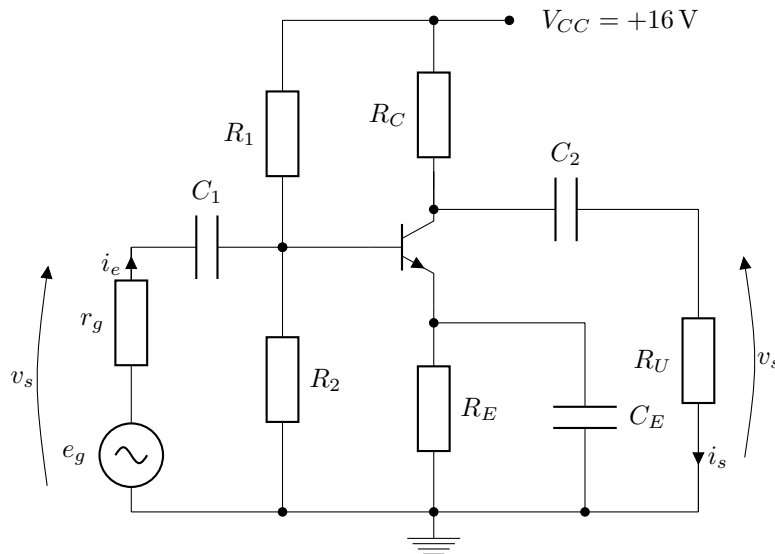


FIGURE 3.19

Les paramètres du transistor ont pour valeurs au point de repos :

$$h_{11} = 2 \text{ k}\Omega ; \quad h_{12} = 0 ; \quad h_{21} = 50 ; \quad h_{22} = 50 \text{ }\mu\text{S}$$

Les résistances R_1 et R_2 du pont de polarisation ont des valeurs très supérieures à celle du paramètre h_{11} du transistor. Les autres résistances ont pour valeurs :

$$R_C = 5 \text{ k}\Omega ; \quad R_U = 5 \text{ k}\Omega ; \quad R_E = 10 \text{ k}\Omega ; \quad r_g = 600 \text{ }\Omega$$

Tous les condensateurs ont une impédance négligeable à la fréquence de travail. La fréquence minimum du signal alternatif est de 500 Hz.

1. Représenter le schéma équivalent de l'étage amplificateur pour les signaux alternatifs.
2. Calculer la valeur de la capacité du condensateur C_E .
3. Calculer les impédances d'entrée et de sortie de l'étage amplificateur.
4. Calculer l'amplification en courant $A_i = \frac{i_s}{i_e}$.
5. Calculer l'amplification en tension $A_v = \frac{v_s}{v_e}$.
6. Calculer le gain en puissance en admettant que la puissance de sortie est la puissance moyenne dissipée dans la résistance R_U traversée par le courant i_s , et que la puissance d'entrée est la puissance moyenne dissipée dans le circuit de base du transistor.

Voir la correction page 56

3.5.2 Solution du problème 3.5.1 page 55

Il s'agit d'un montage à émetteur commun. *Attention!*, ici l'amplificateur ne fonctionne pas à vide mais est chargé par la résistance R_U . Pour le calcul du gain en tension, il faudra exprimer v_s et v_e en fonction de i_b et effectuer le quotient puis appliquer la même méthode pour le gain en courant en exprimant i_s et i_e en fonction de i_b avant d'en faire le quotient.

1. Le schéma équivalent en régime dynamique est celui de la figure 3.20.

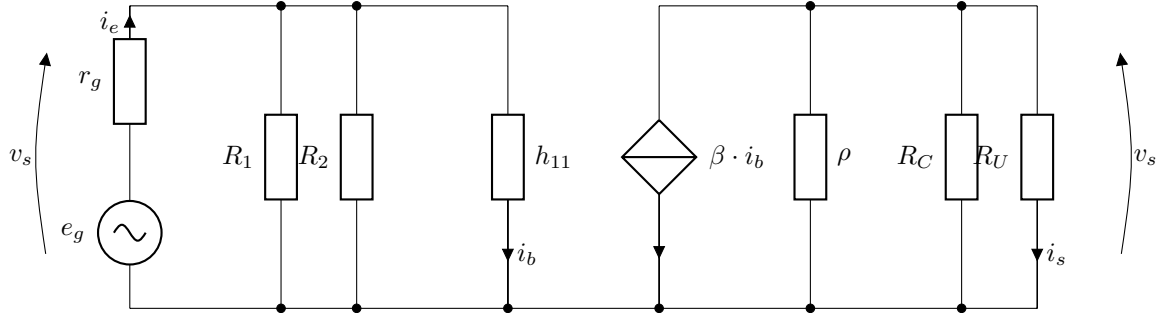


FIGURE 3.20

2. La valeur minimale du condensateur C_E doit être telle que son impédance soit plus petite ($2 \times \pi$ fois plus petite) que la résistance avec laquelle elle est en parallèle (R_E), d'où :

$$C_E > \frac{1}{R_E \times f_{\text{mini}}} = \frac{1}{10 \cdot 10^3 \cdot 500} = 200 \text{ nF}$$

3. Ici, la résistance d'émetteur est découplée, donc :

$$Z_e \approx R_1 // R_2 // h_{11} \approx h_{11} = 2 \text{ k}\Omega$$

Pour l'impédance de sortie, en ne tenant pas compte de ρ , on a :

$$Z_s = R_C = 5 \text{ k}\Omega$$

En tenant compte de la valeur de ρ :

$$Z_s = R_C // \rho = 4 \text{ k}\Omega$$

4. Avec l'approximation selon laquelle la résistance $R_1 // R_2 \gg h_{11}$, on peut estimer que $i_e \approx i_b$. Si on néglige ρ , le courant $\beta \cdot i_b$ se partage également entre R_C et R_U .

Le gain en courant $A_i = \frac{i_s}{i_e}$ est égal à $\frac{\beta}{2}$, en tenant compte du fait que le courant i_s circulera de bas en haut, donc en sens inverse du courant i_s qui apparaît sur la figure 3.20, il vient :

$$A_i = -25$$

Effectuons maintenant le calcul en tenant compte de ρ , on a :

$$i_s = -\frac{v_s}{R_U}$$

or :

$$v_s = -\beta \cdot i_b \times (\rho // R_C // R_U) = \beta \cdot i_b \times \left[\frac{1}{\rho} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_U} \right]^{-1}$$

et donc :

$$i_s = -\beta \cdot i_b \times \left[\frac{1}{\rho} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_U} \right]^{-1} \times \frac{1}{R_U}$$

On en déduit :

$$A_i = -\frac{i_s}{i_e} = \frac{\beta \cdot i_b \times \left[\frac{1}{\rho} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_U} \right]^{-1} \times \frac{1}{R_U}}{i_b} \Rightarrow Z_s = \beta \times \left[\frac{1}{\rho} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_U} \right]^{-1} \times \frac{1}{R_U}$$

soit :

$$A_i = -50 \times \left[50 \cdot 10^{-6} + \frac{1}{5 \cdot 10^3} + \frac{1}{5 \cdot 10^3} \right]^{-1} \times \frac{1}{5 \cdot 10^3} = -22,2$$

Ici, les formules sont « importantes ». Afin de détecter les erreurs grossières, il est utile de déterminer la dimension physique du résultat et donc ici de vérifier que les résistances du numérateur et du dénominateur « se compensent bien ».

5.

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = \frac{-R_U \cdot i_s}{h_{11} \cdot i_b}$$

On a déjà exprimé i_s en fonction de i_b en résolvant la question précédente.

On obtient donc :

$$A_v = \frac{-\beta \cdot i_b \times \left[\frac{1}{\rho} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_U} \right]^{-1} \times \frac{1}{R_U} \times R_U}{h_{11} \cdot i_b} = \frac{\beta \times \left[\frac{1}{\rho} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_U} \right]^{-1}}{h_{11}}$$

Là aussi une analyse dimensionnelle du résultat littéral évite des erreurs grossières : les résistances du numérateur et du dénominateur doivent se compenser afin que le gain, rapport de deux tensions, soit sans dimension physique. C'est bien le cas ici. L'application numérique donne :

$$A_v = \frac{-50 \times \left[50 \cdot 10^{-6} + \frac{1}{5 \cdot 10^3} + \frac{1}{5 \cdot 10^3} \right]^{-1}}{2 \cdot 10^3} = -55,5$$

6. Calculons tout d'abord l'amplification en puissance A_p . On nous invite à la calculer comme étant :

$$A_p = \frac{R_U \cdot i_s^2}{h_{11} \cdot i_e^2}$$

À l'aide des expressions de i_e et de i_s en fonction de i_b déterminées précédemment, nous obtenons :

$$A_p = \frac{R_U \cdot \left[\beta \cdot i_b \times \left[\frac{1}{\rho} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_U} \right]^{-1} \times \frac{1}{R_U} \right]^2}{h_{11} \cdot i_b^2} = \frac{R_U \cdot \left[\beta \times \left[\frac{1}{\rho} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_U} \right]^{-1} \times \frac{1}{R_U} \right]^2}{h_{11}}$$

Soit encore :

$$A_p = \frac{\frac{1}{R_U} \cdot \left[\beta \times \left[\frac{1}{\rho} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_U} \right]^{-1} \right]^2}{h_{11}}$$

Là encore, une analyse dimensionnelle permet de vérifier la dimension physique correcte de la formule littérale. L'application numérique donne :

$$A_p = \frac{\frac{1}{5 \cdot 10^3} \cdot \left[50 \times \left[50 \cdot 10^{-6} + \frac{1}{5 \cdot 10^3} + \frac{1}{5 \cdot 10^3} \right]^{-1} \right]^2}{2 \cdot 10^3} = 1234,5$$

Ce nombre est à comparer au produit des gains en tension et en intensité, soit $-22,2 \times -55,5 = 1232$.

Le gain en puissance est donc de :

$$G_p = 10 \log A_p = 30,9 \approx 31 \text{ dB}$$

Bibliographie

- [GIR00] Michel GIRARD : *Electronique analogique, composants actifs discrets, volume 1*. Ediscience International, 2000.
- [MIN81] MINOT : Cours d'électrotechnique. Polycopié de cours uniquement disponible à l'École Navale, 1981.