

## Conséquence de la température sur les caractéristiques d'un amplificateur en classe A

J'invite le lecteur à consulter le site pour des informations complémentaires.

Page d'accueil du site Internet :

[page d'accueil](#)

d'autres pdf, sur différents sujets :

[liste des PDF](#)

La polarisation d'un transistor est fondamentale dans les amplificateurs à transistors. Il faut aussi tenir compte du rôle important de la température qui intervient dans la polarisation.

Nous montrons ici comment la température dérègle la polarisation, et, par conséquence, l'amplification d'un montage à transistor.

### 1) Analyse de l'amplificateur

#### 1.a) Schéma

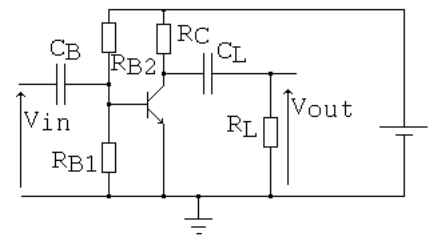
Il s'agit d'un montage classique (et pédagogique) de l'émetteur commun avec polarisation à pont de base, en classe A :

On donne :

$R_{B1} = 8,2 \text{ k}\Omega$  ;  $R_{B2} = 153 \text{ k}\Omega$  ;  $R_C = 4,7 \text{ k}\Omega$

Tension d'alimentation :  $E = 15 \text{ V}$ . Transistor 2N2222.

$C_B = 100 \mu\text{F}$  ;  $C_L = 100 \mu\text{F}$  ;  $R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$ .



*Schéma d'étude*

#### 1.b) Polarisation

Déterminons la source de Thévenin du pont diviseur  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  :

$$E_{TH} = E \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} = 15 \times \frac{8,2 \text{ k}}{8,2 \text{ k} + 153 \text{ k}} = 0,763 \text{ V}$$

$R_{TH} = R_{B1} // R_{B2} = 7,783 \text{ k}\Omega$ .

Hypothèse :  $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$ . Il vient, par l'équation de la **droite d'attaque** :

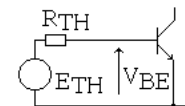
$$I_B = \frac{E_{TH} - V_{BE}}{R_{TH}} = \frac{0,773 - 0,6}{7,783 \text{ k}} = 20,9 \mu\text{A}$$

Hypothèse : le coefficient  $\beta$  du transistor vaut 100. Il vient :  $I_C = \beta I_B = 2,09 \text{ mA}$ .

L'équation de la maille de sortie donne :  $V_{CE} = E - R_C I_C = 15 - 4,7 \text{ k} \times 2,09 \text{ mA} = 5,177 \text{ V}$ .

Cette dernière équation donne celle de la **droite de charge** statique:

$$I_C = \frac{E - V_{CE}}{R_C}$$



*Schéma équivalent en continu de la maille d'entrée*

#### 1.c) Amplification en tension petits signaux moyenne fréquence

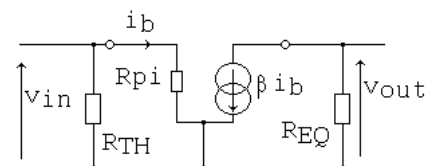
On pose  $R_{EQ} = R_C // R_L = 4,7 \text{ k} \times 4,7 \text{ k} / (4,7 \text{ k} + 4,7 \text{ k}) = 2,35 \text{ k}\Omega$

On admet le modèle  $R_{pi}$ ,  $\beta i_b$  pour le transistor.

Avec  $R_{pi} = (kT/q) / I_B = 26 \text{ mV} / 20,9 \mu\text{A} = 1,244 \text{ k}\Omega$

Le schéma dynamique montre :

$A_v = v_{out} / v_{in} = \left[ -\beta R_{EQ} / R_{pi} \right] = -100 \times 2,35 / 1,244 = -189$ .



*Schéma petits signaux*

### 1.d) Influence de la température

L'étude du comportement du circuit en fonction de la température est très lourde de calculs. Même si on prend comme hypothèse que seul le transistor est concerné, donc résistances inchangées, la température intervient dans de trop nombreux paramètres du transistor pour faire une prédétermination sérieuse des changements de comportement de l'amplification du circuit.

Pour avoir néanmoins une tendance, on peut se limiter à une étude simplifiée :

Hypothèse : Seul, le transistor est sensible à la température :

- dans une jonction PN, quand la température augmente, la barrière de potentiel diminue.

Ce qui signifie que la valeur  $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$  est modifiée.

-  $\beta$  croît avec la température, mais également avec le courant de collecteur, et, dans une moindre mesure, selon la tension  $V_{CE}$ . Pour simplifier, nous négligerons les variations de  $\beta$ .

Représenter le point de repos sur les 3 quadrants ( $V_{BE}, I_B$ ), ( $I_B, I_C$ ), ( $I_C, V_{CE}$ ) illustre la notion de dérive thermique :

● Le point de polarisation ( $V_{BE0}, I_{B0}$ ) est donné par l'intersection de la droite d'attaque :

$$I_B = \frac{E_{TH} - V_{BE}}{R_{TH}}$$

et de la caractéristique  $I_B = f(V_{BE})$ .

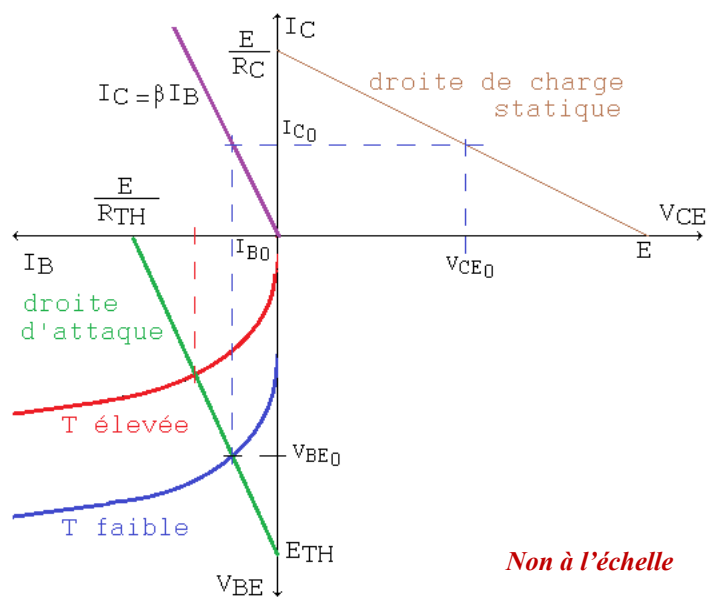
● On a ensuite directement :

$I_{C0} = \beta I_{B0}$ .  $\beta$  est constant par hypothèse.

● Puis le point de polarisation ( $V_{CE0}, I_{C0}$ ) est donné par la droite de charge statique :

$$I_C = \frac{E - V_{CE}}{R_C}$$

**Interprétation :**



*Positionnement du point de fonctionnement sur les 3 quadrants*

A température « faible » (ou nominale), le point de repos, ou point de polarisation ( $V_{CE0}, I_{C0}$ ) est situé ici dans une zone centrale du premier quadrant.

Si la température s'élève, la caractéristique  $I_B = f(V_{BE})$  se décale (en rouge sur quadrant 3) et le point de repos se décale vers les  $I_B$  croissants : sur notre graphe, sa valeur a quasiment doublé. La conséquence est le nouveau point de fonctionnement est à  $I_{C0}$  plus élevé, et  $V_{CE0}$  plus faible, voire proche de  $V_{CEsat}$ .

Afin de quantifier cela, par le calcul et par la simulation, proposons l'application numérique suivante :

Un écart de température de  $27 \text{ °C}$  à  $50 \text{ °C}$ , soit une élévation de  $23 \text{ °C}$ .

Prenons une variation de tension de seuil de la jonction Base Emetteur de  $- 2 \text{ mV / °C}$ .

Les conséquences sont :

**- Sur la polarisation :**

$V_{BE} = 0,6 - (0,002 \times 23) = 0,554 \text{ V}$ ,

$I_B = \frac{E_{TH} - V_{BE}}{R_{TH}} = \frac{0,763 - 0,534}{7,783 \text{ k}} = 29,4 \text{ }\mu\text{A}$ . Et par suite,  $I_C = 2,94 \text{ mA}$ .

La tension  $V_{CE}$  est alors  $E - R_C I_C = 15 - 4,7 \text{ k} \times 2,94 \text{ m} = 1,18 \text{ V} \Rightarrow V_{CE}$  diminue,  $I_C$  augmente.

**- Sur l'amplification petits signaux:**

T passe de 300 °K à 323 °K, (kT/q) passe de 26 mV à 28 mV.

Avec  $R_{pi} = (kT/q) / I_B = 28 \text{ mV} / 29,4 \text{ }\mu\text{A} = 0,952 \text{ k}\Omega$

Le schéma dynamique montre :  $-\beta R_{EQ} / R_{pi} = -100 \times 2,35 / 0,952 = -247$

L'amplification petits signaux augmente.

**2) Simulations à T = température ambiante (27 °C) (fichier EC\_temp.cir)**

**2.a) Polarisation**

On fait une analyse .OP. Le fichier de sortie, indique, entre autre, le point de polarisation du transistor :

On a le transistor convenablement polarisé en direct :

$V_{BE}$  direct,  $V_{BC}$  inverse.

Le point de repos est  $V_{CE} = 5,04 \text{ V}$ ,  $I_C = 2,12 \text{ mA}$ .

On note la valeur de  $R_{pi} = 2,23 \text{ k}\Omega$  et  $\beta = 167$ .

NAME	Q
MODEL	Q2N2222
IB	1.27E-05
IC	2.12E-03
VBE	6.64E-01
VBC	-4.38E+00
VCE	5.04E+00
BETADC	1.67E+02
GM	8.13E-02
RPI	2.23E+03
RX	1.00E+01
RO	3.70E+04

**Remarque :**

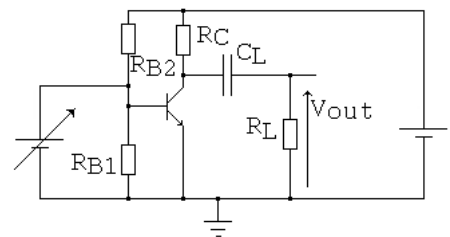
Bien que les valeurs de  $V_{BE}$ ,  $\beta$ ,  $I_B$  soient un peu éloignées de celles fixées arbitrairement dans l'étude théorique, on reste très cohérent sur les coordonnées du point de repos calculé : 5,177 V, 2,09 mA.

**Droite de charge statique**

dans le plan  $I_C$ ,  $V_{CE}$ ,  $I_C = \frac{E - V_{CE}}{R_C}$  est une droite.

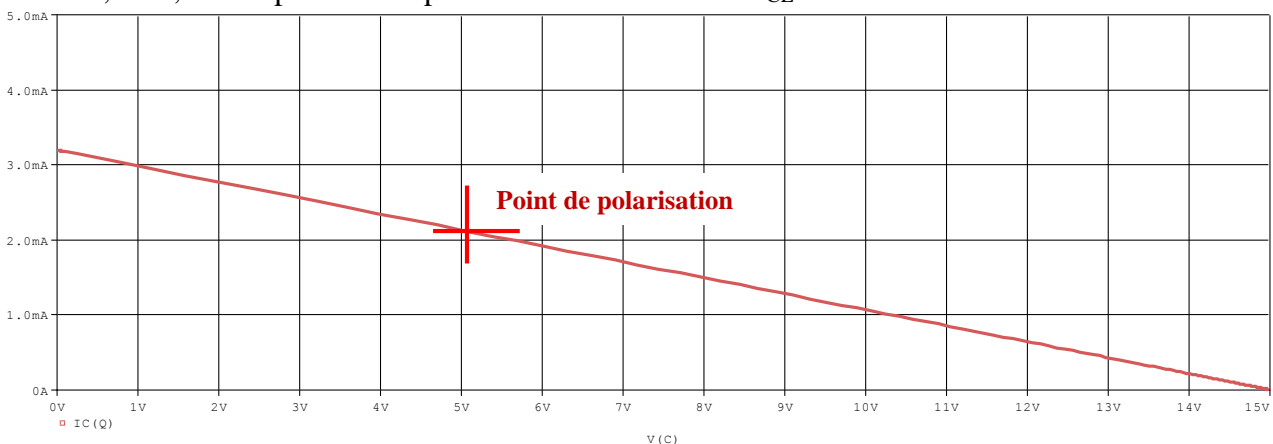
On se propose de modifier le schéma pour avoir, par la simulation, un tracé automatique de cette droite.

Il suffit de placer une source continue à la base du transistor, et par une analyse DC sweep, on fait varier ce potentiel de façon que  $V_{CE}$  couvre la plage 0 - 15 V.



*Schéma modifié pour ce run*

Il faut de 0,5 à 0,7 V au potentiel B pour couvrir 0 - 15 V en  $V_{CE}$ .



*Droite de charge statique*

**Interprétation :**

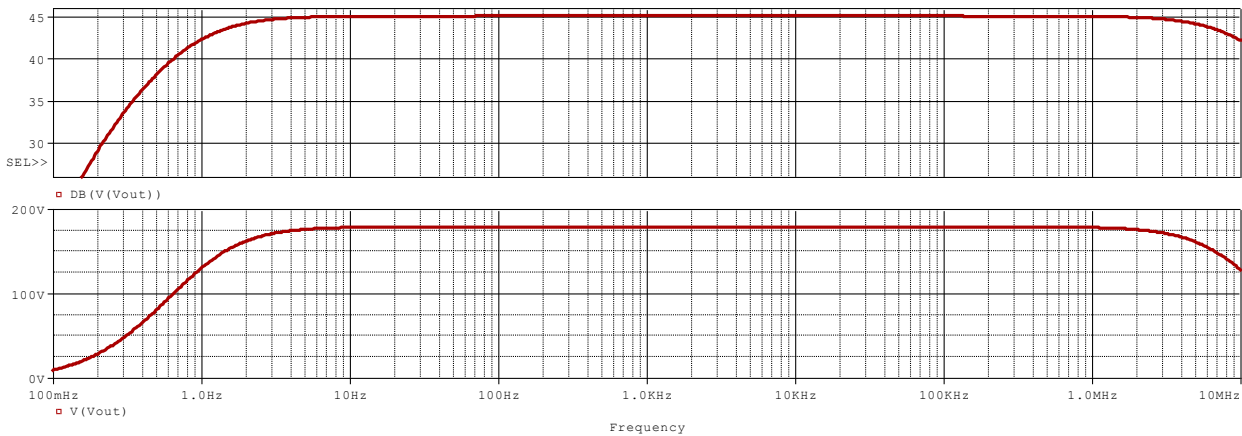
On a bien une droite, décroissante, passant par  $E/R_C = 3,2 \text{ mA}$  pour  $V_{CE} = 0$ , et  $E = 15 \text{ V}$  pour  $I_C = 0$ .  
Le point de fonctionnement est situé en  $V_{CE} = 5,04 \text{ V}$ ,  $I_C = 2,12 \text{ mA}$ .

La pente  $\Delta I_C / \Delta V_{CE}$  peut également se mesurer au curseur.  
Elle est :  $- 2,1277 \text{ mA} / 10 \text{ V} = 0,21277 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$ .  
On retrouve la valeur de  $1/R_C = 1 / 4,7 \text{ k}\Omega = 0,21277 \text{ m}\Omega^{-1}$ .

X Values	2.0000	12.000	-10.000
IC(Q)	2.7660m	638.234u	2.1277m

**2.b) Amplification, réponse harmonique**

Une simulation AC donne :



*Réponse harmonique sous 2 formes :  $20 \log |v(out)/v(in)|$  et  $|v(out)/v(in)|$ . ( $v(in) = 1 \text{ V}$  par défaut)*

**Interprétation :**

On a une fréquence de coupure basse, 0,95 Hz, une amplification large bande de 178,8, soit un gain de 45,05 dB, et une fréquence de coupure haute.

X Values	10.000K
V(Vout)	178.883
DB(V(Vout))	45.051

*amplification et gain*

Measurement	Value
Cutoff_Highpass_3dB(V(Vout))	949.70150m

*fréquence de coupure basse*

Ces valeurs sont très proches de celles données en 1.c), et peuvent être justifiées par un calcul plus précis :

- Amplification : avec les valeurs données par l'analyse .OP :

$R_{pi} = 2,23 \text{ k}\Omega$  et  $\beta = 167$ , d'où la valeur de  $A_v = - \beta R_{EQ} / R_{pi} = - 167 \times 2,35 / 2,23 = - 176$ .

En très basse fréquence, les condensateurs extérieurs ne se comportent plus comme des courts-circuits. La coupure basse est créée par les condensateurs de liaison, donnée ci-dessous par les ponts diviseurs de tension sous forme complexe.

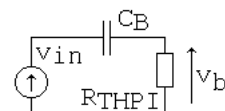
Posons  $R_{THPI}$  l'association  $R_{pi}$  en // avec  $R_{B1}$  et  $R_{B2} = 2,23 \text{ k}\Omega // 7,783 \text{ k}\Omega = 1,733 \text{ k}\Omega$ .

En posant :

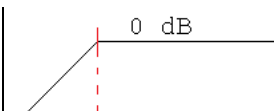
$$\frac{v_b(j\omega)}{v_{in}(j\omega)} = \frac{R_{THPI}}{(1/jC_B \omega) + R_{THPI}} = \frac{R_{THPI} jC_B \omega}{1 + R_{THPI} jC_B \omega}$$

La fréquence de cassure est :

$$\frac{1}{2 \pi R_{THPI} C_B} = \frac{1}{2 \pi 1,733 \text{ k} 100 \mu} = 0,92 \text{ Hz.}$$



*schéma équivalent de la maille d'entrée*



*cassure liée à l'entrée*

La maille de sortie montre un pont diviseur de tension :

$$\frac{v_{out}(j\omega)}{v_c(j\omega)} = \frac{R_L}{(1/jC_L \omega) + R_C + R_L} = \frac{R_L jC_L \omega}{1 + (R_C + R_L) jC_L \omega}$$

La fréquence de cassure est :

$$\frac{1}{2\pi(R_C + R_L)C_L} = \frac{1}{2\pi 9,4\text{ k} 100\ \mu} = 0,17\text{ Hz.}$$

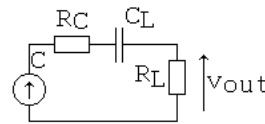
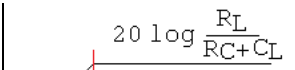


schéma équivalent de la maille de sortie



cassure liée à la sortie

Cela explique la fréquence de coupure mesurée après simulation (0,95 Hz). Les 2 cassures sont proches, la réponse harmonique passe quasiment de la pente 40 dB / décade au plateau.

La coupure haute est liée au comportement haute fréquence du transistor.

**Remarque :**

L'amplification (en régime linéaire) peut s'expliquer avec la notion de **droite de charge dynamique** : autour du point de repos, le schéma équivalent de la maille de sortie donne une équation :

$$i_c = -\frac{v_{ce}}{R_{EQ}}$$

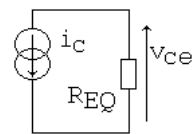
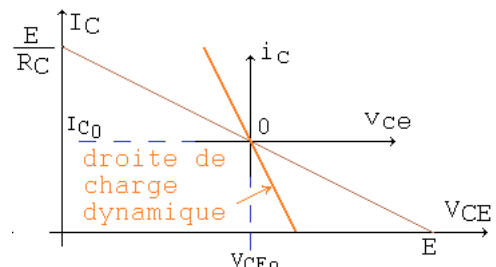


schéma équivalent en dynamique, moyenne fréquence, petits signaux.

Sur le quadrant 1, cela représente une droite de pente  $-1/R_{EQ}$ , dans un repère ( $i_c$ ,  $v_{ce}$  écriture minuscule) dont l'origine est le point de repos.

**Remarques :**

- la pente dynamique est, en valeur absolue, plus élevée que celle statique, sauf si  $R_L$  tend vers l'infini (pas de résistance de charge connectée).



La droite de charge dynamique

- Pour bénéficier de la dynamique maximale en tension, le point de repos en  $V_{CE0} = E/2$  n'est pas bien choisi (sauf absence de  $R_L$ ).

Sur ce plan, il faut donc faire glisser ce point de repos le long de la droite de charge statique, jusqu'à trouver la position qui permet une variation de  $v_{ce}(t)$  optimale.

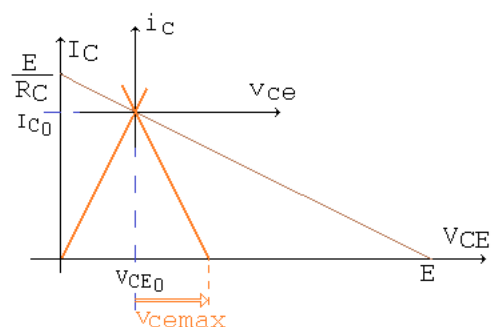
Les amplitudes de  $i_c$  et  $v_{ce}$  sont limitées :  $I_C$  et  $V_{CE}$  ne peuvent pas être négatifs. Le point de repos optimal est alors positionnable directement, par l'amplitude maximum de  $v_{ce}$ .

La polarisation donne :  $I_{C0} = (E - V_{CE0}) / R_C$ .

L'équation du tracé symétrique de la droite de charge, qui passe par 0 dans le quadrant 1, est :

$$I_{C0} = V_{CE0} / R_{EQ}$$

On déduit alors :  $V_{CE0} = E R_{EQ} / (R_C + R_{EQ})$



Placement du point de repos optimal

Nous avons :  $R_C = 4,7\text{ k}\Omega$ ,  $R_{EQ} = 2,35\text{ k}\Omega$ ,  $E = 15\text{ V}$ , il vient  $V_{CE0} = 5\text{ V}$ .

Toujours en supposant que  $v_c(t)$ ,  $i_c(t)$  soient sinusoïdaux, on a, en conséquence  $v_{cemax} = 5\text{ V}$ .

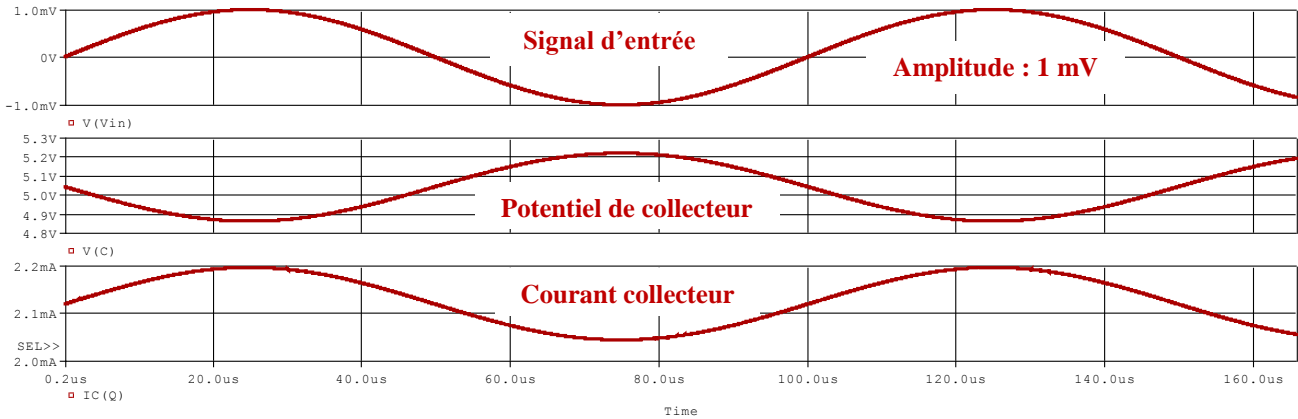
En étant dans le régime linéaire, on déduit  $v_{inmax} = v_{cemax} / A_v = 5 / 178,8 = 28\text{ mV}$ .

En fait, l'expérience, et la simulation, montrent qu'une distorsion apparaît et que cette étude n'est que théorique.

### 2.c) Analyse transitoire régime sinusoïdal

On choisit une fréquence en milieu de bande passante : 10 kHz.

Dans un premier temps, on place en Vin une source sinusoïdale de « faible » amplitude : on travaille en petits signaux, pour être en régime linéaire. On fixe 1 mV.



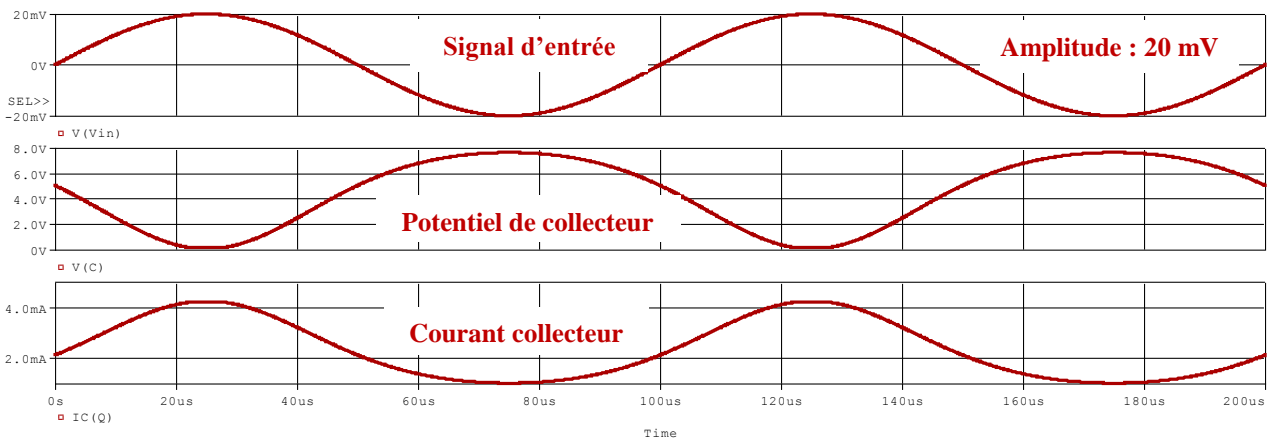
Essai en petits signaux

#### Interprétation :

- Le signal d'entrée est sinusoïdal, d'amplitude 1 mV, soit 2 mV c-à-c.
- Courants et tensions sont également sinusoïdaux : on est dans le régime linéaire.
- Le courant de collecteur évolue en loi sinusoïdale, d'amplitude 76  $\mu$ A, avec une composante continue de 2,12 mA, valeur de la polarisation.
- La tension de collecteur évolue en loi sinusoïdale, 357,7 mV càc, avec une composante continue de 5,04 V, valeur de la polarisation.
- On déduit le coefficient d'amplification :  $A_v = 357,7 / 2 = 179$ , affectée d'un signe moins car opposition de phase : on retrouve la valeur donnée par la réponse AC.
- La tension de sortie V(out), reproduit V(C) sans la composante continue coupée par  $C_L$ .

X Values	75.000u	125.000u	-50.000u
IC(Q)	2.0438m	2.1960m	-152.252u
V(C)	5.2184	4.8606	357.736m
V(Vin)	-1.0000m	1.0000m	-2.0000m

Dans un deuxième temps, la source sinusoïdale en Vin a une « grande » amplitude : volontairement on quitte le régime linéaire afin d'avoir une grande excursion de tension et de courant. On fixe une amplitude du signal d'entrée de 20 mV.



Essai en grands signaux

**Interprétation :**

On est en grands signaux : distorsion très visible sur  $I_C$  et  $V_{CE}$ .

L'excursion du potentiel de collecteur est telle que  $V_{CE}$  descend à 0,135 V : le transistor est alors saturé. Alors que son maximum est 7,6 V : cette dissymétrie (2,56 V au-dessus de 5,04 V et 4,9 V en dessous) la conséquence de la distorsion.

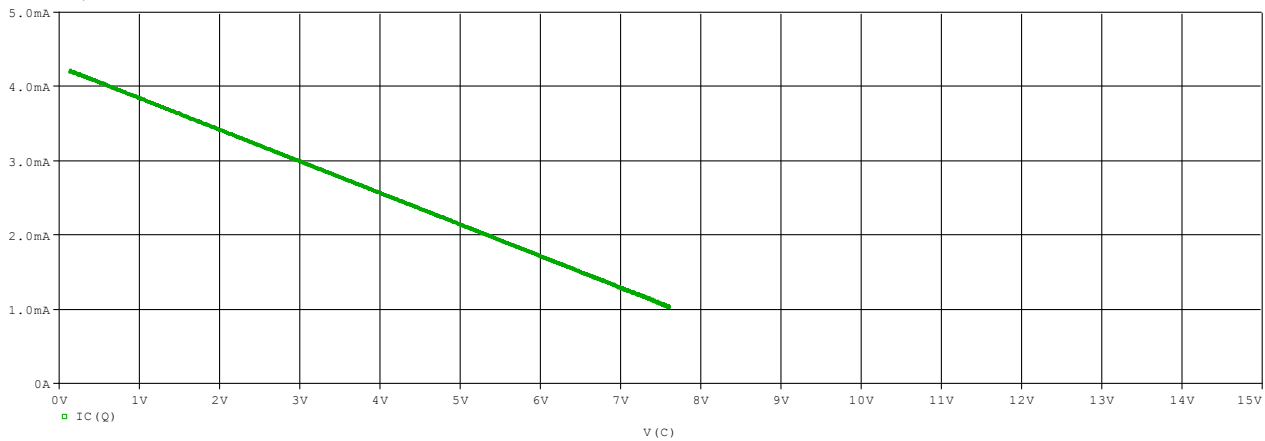
**Remarque :**

on peut refaire ce run, mais avec une amplitude en entrée de 28 mV, et afficher  $-178 \cdot V(Vin) + 5.04$  : comme la théorie établie en linéaire le donnait, on obtient, en  $V(C)$ , une sinusoïde de 5 V d'amplitude.

**Droite de charge dynamique**

Autour du point de repos, le schéma petits signaux a permis d'écrire l'équation de l'amplification en dynamique :  $v_{ce} = -R_{EQ} i_c$  avec  $R_{EQ} = 2,35 \text{ k}\Omega$ .

On se propose de représenter ce tracé par la simulation : il suffit de placer en abscisses  $V(C)$ , et, en ordonnées,  $I_C$  :

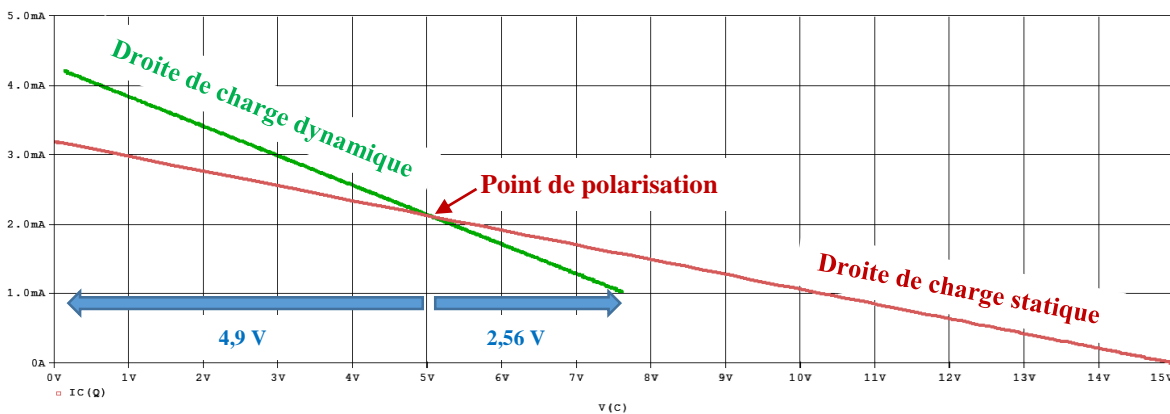


*Droite de charge dynamique*

On peut vérifier l'inverse de la pente : au curseur, on prend  $\Delta V / \Delta I = 6 / 2,55 \text{ mA} = 2,35 \text{ k}\Omega$ . On retrouve bien  $R_{EQ}$ .

Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
X Values	1.0000	7.0000	-6.0000
IC(Q)	3.8386m	1.2856m	2.5531m

Par une manipulation d'images, on peut superposer ces 2 droites : le point de repos est leur intersection.



*Droites de charge statique et dynamique*

On reconnaît le point de repos (intersection des 2 courbes) :  $V_{CE} = 5,04 \text{ V}$ ,  $I_C = 2,12 \text{ mA}$ . La dissymétrie de la tension  $v_{ce}(t)$  est très marquée.



### 3) Influence de la température analysée par la simulation

On se propose de refaire les simulations, à 2 températures différentes : - 25 °C et 50 °C.

#### Point de repos (analyse .OP)

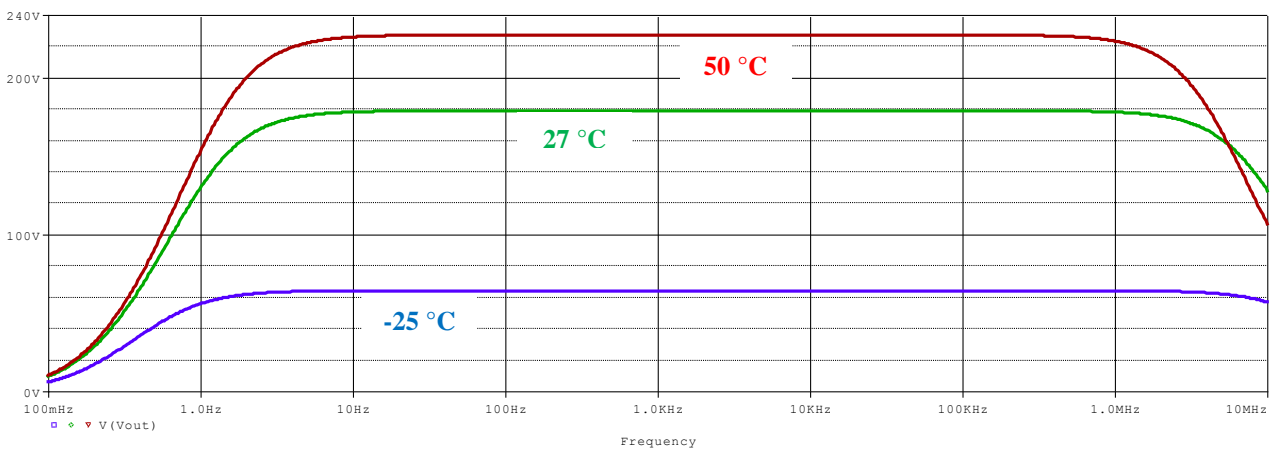
	-25 °C	27 °C	50 °C
NAME	Q	Q	Q
MODEL	Q2N2222	Q2N2222	Q2N2222
IB	4.97E-06	1.27E-05	1.65E-05
IC	5.96E-04	2.12E-03	3.00E-03
VBE	7.24E-01	6.64E-01	6.35E-01
VBC	-1.15E+01	-4.38E+00	-2.86E-01
VCE	1.22E+01	5.04E+00	9.21E-01
BETADC	1.20E+02	1.67E+02	1.82E+02
GM	2.78E-02	8.13E-02	1.06E-01
RPI	4.82E+03	2.23E+03	1.85E+03
RX	1.00E+01	1.00E+01	1.00E+01
RO	1.43E+05	3.70E+04	2.48E+04
(Ic ; Vce)	0,6 mA ; 12,2 V	2,12 mA ; 5,04 V	3 mA ; 0,92 V

#### Interprétation :

Le point de repos est décalé selon la température. Nous allons voir que ce phénomène a une conséquence sur le signal de sortie.

On remarque de plus que, lors du passage de 27 °C à 50 °C, β a augmenté de 167 à 182 soit de 9 %. Négliger ce phénomène est donc justifié.

#### Amplification petits signaux (Analyse .AC)



Réponse harmonique |v(out)/v(in)|. ( v(in) = 1 V par défaut )

#### Interprétation :

L'amplification petits signaux Av croît avec la température (hors saturation).

On a vu en 1.c) que Av = (-β REQ / Rpi). L'analyse .AC confirme cette relation :

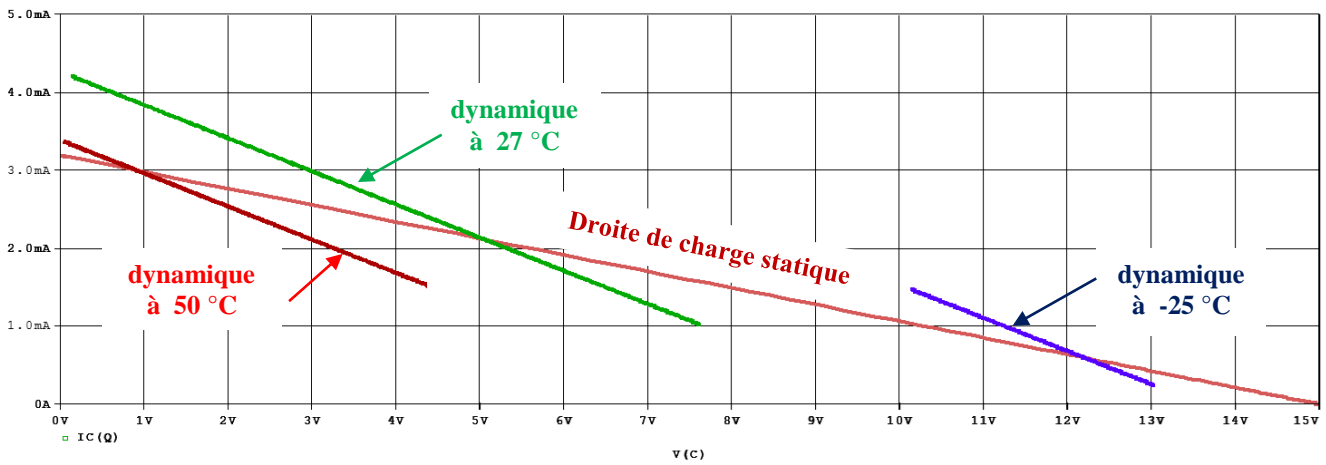
	-25 °C	27 °C	50 °C
β REQ / Rpi	120 x 2,35 / 4,82 = 58,5	167 x 2,35 / 2,23 = 176	192 x 2,35 / 1,85 = 244
Av d'après .AC à 10 kHz	V(Vout) 64.211	V(Vout) 178.883	V(Vout) 227.220

Par rapport à la température nominale, Av a augmenté de 27 % à 50 °C et a été divisée par 2,8 à - 25 °C.



### Droite de charge dynamique, en grands signaux (Analyse .TRAN).

On relance les runs, à 20 mV d'amplitude en vin. On superpose, avec les mêmes échelles, les 3 droites de charges dynamiques et la droite de charge statique :



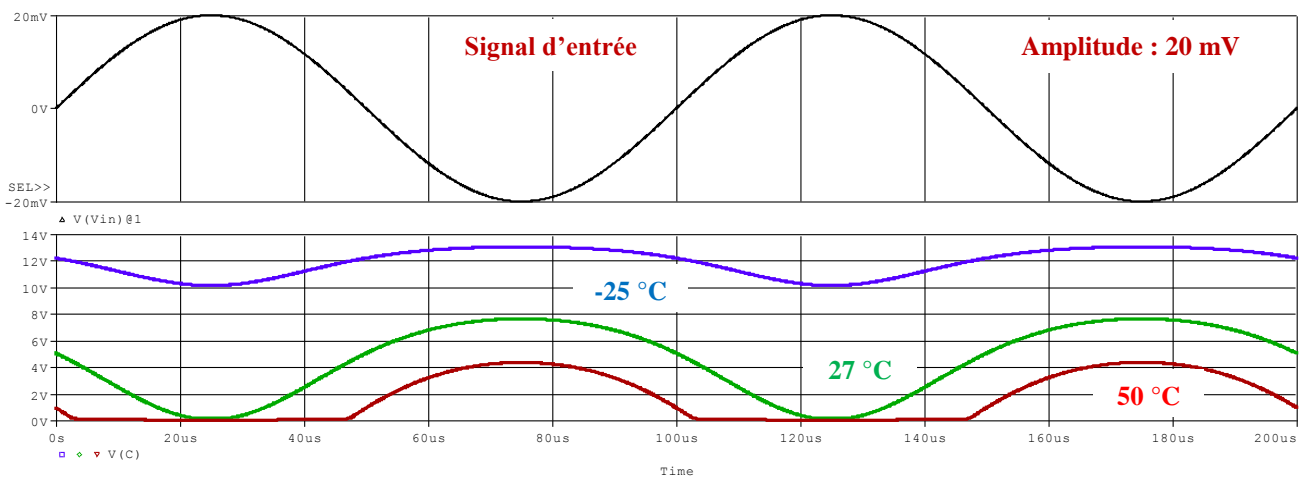
Signal d'entrée : sinusoïde d'amplitude 20mV, 10 kHz

#### Interprétation :

- La droite de charge statique est unique, (T n'intervient pas dans son équation).
- Les droites de charge dynamiques ont la même pente (résistances indépendantes de la température).
- Quand la température augmente, le point de repos se décale vers la gauche, c'est à dire à V(C) plus faible, ce qui était trouvé dans les analyses .OP.
- Les 3 droites dynamiques ont une dissymétrie du part et d'autre du point de repos : les demi-alternances positives sont différentes des demi-alternances négatives. Observons ceci dans le paragraphe suivant :

### Amplification grands signaux

Le terme amplification est un abus de langage, car ce n'est pas un coefficient.



Potentiel au collecteur du transistor

#### Interprétation :

On voit nettement que quand T augmente, le signal se décale vers le bas ( $V_{CE}$  diminue, et même arrive à  $V_{CEsat}$ )

Il a été également mesuré les valeurs moyennes (en lançant un run sur une longue durée, et par l'affichage de AVG()). On trouve pour  $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$  : 11,9 V, et  $27\text{ }^{\circ}\text{C}$  : 4,46 V,

- à **- 25 °C**, le signal est alternatif, mais non sinusoïdal.  
 La composante continue est 11,9 V, le signal c-à-c fait 2,9 V.

X Values	25.000u	75.000u	-50.001u
V(C)	10.135	13.042	-2.9063
V(C)	134.651m	7.6324	-7.4977
V(C)	34.331m	4.3494	-4.3151

- à **température ambiante** le signal est porté par 4,46 V. Si on ne subissait pas le phénomène de distorsion on aurait une dynamique de ± 5 V porté par 5,04 V. Mais ici, le potentiel descend quasiment jusqu'à 0 V, mais ne remonte qu'à 7,6 V.

- à **50 °C**, le transistor est en mode saturé ( $V_{CE} = 34 \text{ mV}$ ) sur une grande partie du temps. Ce cas de figure est à interdire, car le montage ne fait plus du tout son rôle d'amplificateur de tension.

En **conclusion**, ce montage montre que sa polarisation est très sensible à la température. C'est le choix du pont diviseur  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  qui n'est pas judicieux, comme le montre les explications et calcul simplifiés donnés au paragraphe 1.d). On peut éventuellement corriger ce phénomène en choisissant un point de repos « décalé » à la température ambiante, de façon qu'à température plus élevée, on évite la saturation du transistor. Mais il est préférable d'opter une autre façon de polariser le transistor, ce que nous allons traiter dans le paragraphe suivant.

#### 4) Evolution du schéma : insertion d'une résistance d'émetteur $R_E$ .

Nous allons détailler les principales améliorations.

##### 4.a) Nouveau schéma modifié

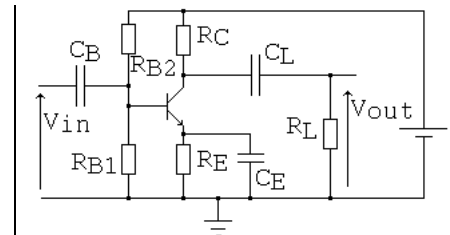
On ajoute une résistance en série avec l'émetteur.

On donne :

$R_{B1} = 8,2 \text{ k}\Omega$  ;  $R_{B2} = 110 \text{ k}\Omega$  ;  $R_C = 4,7 \text{ k}\Omega$  ;  $R_E = 160 \Omega$

Tension d'alimentation :  $E = 15 \text{ V}$ . Transistor 2N2222.

$C_B = 100 \mu\text{F}$  ;  $C_L = 100 \mu\text{F}$  ;  $C_E = 1000 \mu\text{F}$  ;  $R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$ .



Le rôle de  $R_E$  s'explique facilement avec un potentiel de Base constant :

Si  $T \nearrow$ ,  $V_{BE} \searrow$ . Le courant  $I_C$  croit comme vu précédemment, et donc la tension aux bornes de  $R_E$  également. Dans ce cas, le potentiel d'émetteur remonte, ce qui fait diminuer  $V_{BE}$  : on a ainsi une régulation. On utilise le vocabulaire de stabilisation thermique.

Dans notre montage, avoir  $V_B$  constant nécessite qu'il soit indépendant du courant de base. On exploite usuellement la condition suivante : le courant dans le pont  $R_{B1} R_{B2}$  doit être au moins 10 fois supérieur au courant de base. Dans ces conditions,  $V_B$  est sensiblement constant.

**Remarque** : cela entraine  $R_{B1} // R_{B2} (= R_{TH})$  de faible valeur devant  $R_{pi}$ , ce qui signifie, pour l'amplificateur, une impédance d'entrée faible, ce qui peut être une contrainte.

La droite de charge statique devient : 
$$I_C = \frac{E - V_{CE}}{R_C + R_E}$$

La polarisation donne :  $I_{C0} = (E - V_{CE0}) / (R_C + R_E)$ .

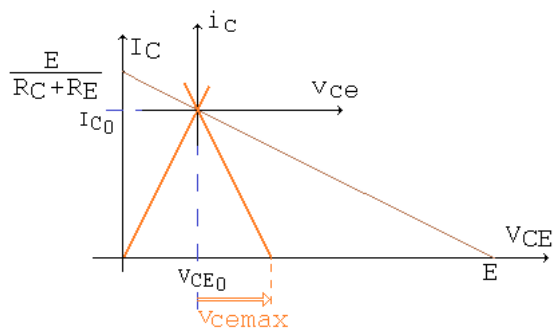
L'équation du tracé symétrique de la droite de charge, qui passe par 0 dans le quadrant 1, est :

$$I_{C0} = V_{CE0} / R_{EQ}$$

On déduit alors :  $V_{CE0} = E R_{EQ} / (R_{EQ} + R_C + R_E)$

Soit  $15 \times 2,35 \text{ k} / (2,35 \text{ k} + 4,7 \text{ k} + 0,12 \text{ k}) = 4,92 \text{ V}$ .

D'où  $I_{C0} = 2,08 \text{ mA}$ . C'est quasiment inchangé par rapport à la version sans  $R_E$ .



Placement du point de repos optimal

La droite d'attaque s'écrit maintenant  $I_B = \frac{E_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + \beta R_E}$ , ce qui s'obtient

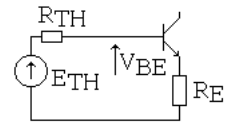


Schéma équivalent en continu de la maille d'entrée

en faisant glisser  $R_E$  dans le circuit de base.

Observons le rôle du terme  $\beta R_E$  dans le point de polarisation, et considérons  $\beta$  fonction de la température.

La contribution de  $\beta R_E$  est alors importante.

Observons le quadrant 3 ci-contre, montrant l'intersection de la droite d'attaque (fonction de la température) et de la caractéristique d'entrée du transistor  $I_B = f(V_{BE}, T)$  :

Si  $T \nearrow$  :

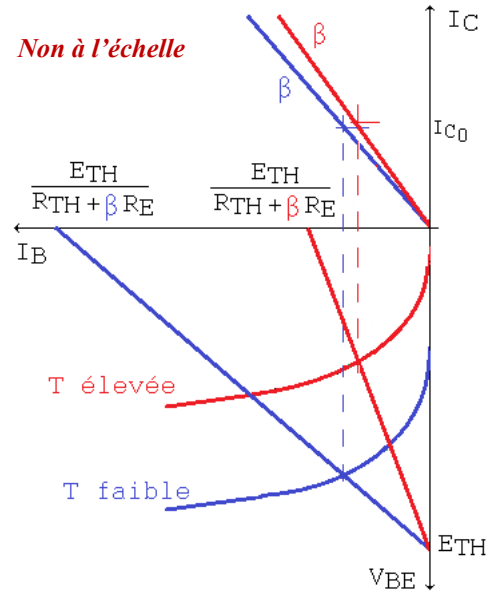
la droite d'attaque pivote vers la droite, car le dénominateur augmente, tandis que la courbe  $I_B = f(V_{BE})$  se décale vers le haut.

Le point de repos peut être tel que  $I_{B0}(T_{\text{élevé}}) \leq I_{B0}(T_{\text{faible}})$ .

mais avec  $\beta \nearrow$  par  $T \nearrow$ , on peut avoir  $I_{C0}$  qui reste sensiblement constant.

Observons ces tendances par la simulation.

Nous avons :  $E_{TH} = 1,041 \text{ V}$  et  $R_{TH} = 7,6311 \text{ k}\Omega$ .



### 4.b) Simulation

#### Point de repos (analyse .OP)

	-25 °C	27 °C	50 °C		
NAME	Q	NAME	Q	NAME	Q
MODEL	Q2N2222	MODEL	Q2N2222	MODEL	Q2N2222
IB	1.07E-05	IB	1.11E-05	IB	1.11E-05
IC	1.34E-03	IC	1.84E-03	IC	2.07E-03
VBE	7.43E-01	VBE	6.60E-01	VBE	6.23E-01
VBC	-7.74E+00	VBC	-5.39E+00	VBC	-4.33E+00
VCE	8.49E+00	VCE	6.05E+00	VCE	4.95E+00
BETADC	1.25E+02	BETADC	1.67E+02	BETADC	1.86E+02
GM	6.24E-02	GM	7.07E-02	GM	7.37E-02
RPI	2.21E+03	RPI	2.58E+03	RPI	2.75E+03
RX	1.00E+01	RX	1.00E+01	RX	1.00E+01
RO	6.10E+04	RO	4.32E+04	RO	3.79E+04
(I <sub>C</sub> ; V <sub>CE</sub> )	1,34 mA ; 8,49 V	1,84 mA ; 6,05 V	2,07 mA ; 4,95 V		

#### Interprétation :

Le potentiel d'émetteur n'est plus nul, mais est  $R_E \times I_E = 296 \text{ mV}$  à température ambiante.

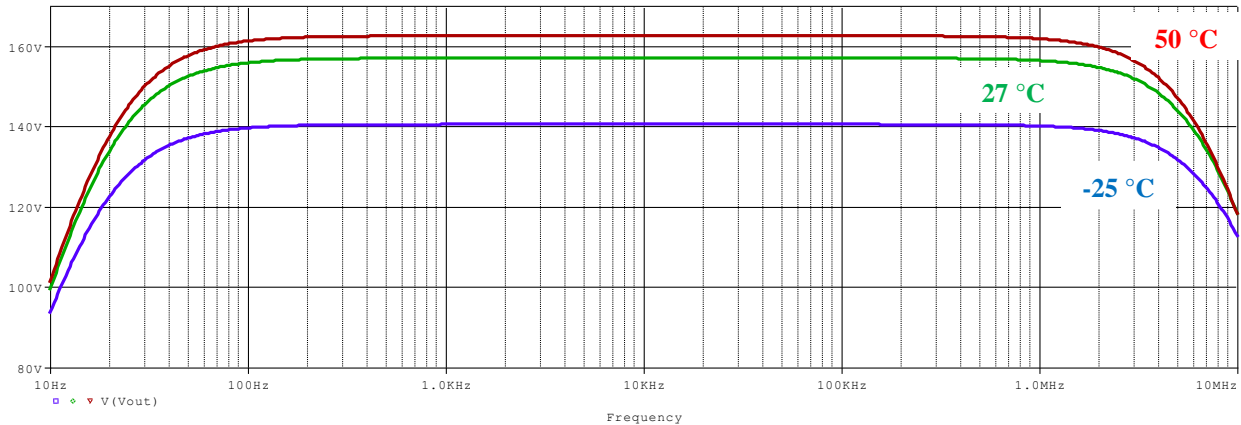
C'est pour en tenir compte que la résistance  $R_{B2}$  a été modifiée afin de revenir vers le même point de polarisation. Ce dernier est maintenant (1,84 mA ; 6,05 V) et à 50 °C (2,07 mA ; 4,95 V) : la correction thermique est efficace.

On peut même remarquer  $I_{B0,27} = I_{B0,50}$ .

L'explication donnée dans le graphe ci-dessus est confirmée par les résultats de simulation :

	-25 °C	27 °C	50 °C
$\beta R_E$	125 x 160 = 20kΩ	167 x 160 = 26,72 kΩ	186 x 160 = 29,76 kΩ
$E_{TH} / (R_{TH} + \beta R_E)$	37,7 μA	30,3 μA	27,8 μA

### Amplification petits signaux (Analyse .AC)



Réponse harmonique (en amplification). (  $v(in) = 1 V$  par défaut )

#### Interprétation :

Le schéma dynamique est inchangé : c'est celui donné en 1.c). L'amplification petits signaux  $A_v$  croit avec la température (hors saturation). Dans son expression,  $-\beta R_{EQ} / R_{pi}$ ,  $\beta$  augmente plus que  $R_{pi}$ . L'analyse .AC confirme cela :

	-25 °C	27 °C	50 °C
$\beta R_{EQ} / R_{pi}$	$125 \times 2,35 / 2,21k = 132,9$	$167 \times 2,35 / 2,58k = 152,1$	$186 \times 2,35 / 2,75k = 158,9$
$A_v$ d'après .AC à 10 kHz	V(Vout) 140.495	V(Vout) 156.985	V(Vout) 162.532

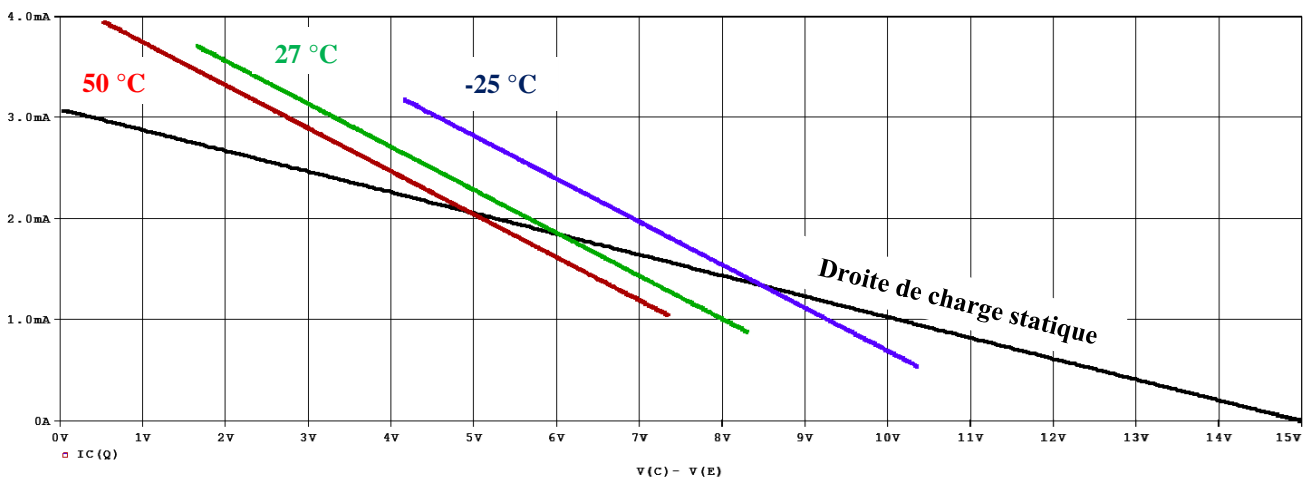
Par rapport à la température nominale,  $A_v$  a augmenté de 3,5 % à 50 °C et a diminué de 12 % à -25 °C.

**Remarque :** la faible valeur de  $R_E$  nécessite une forte valeur de  $C_E$  pour assurer un découplage en basse fréquence. Par exemple, à 1 Hz,  $C_E = 1000 \mu F$  présente une réactance de 159  $\Omega$ , ce qui n'est pas un court-circuit devant 160  $\Omega$ ....

En très basses fréquence (vers 0,1 Hz),  $C_E$  n'a plus son effet de découplage, le montage n'est plus en émetteur commun mais à résistances réparties, et, en première approximation, présente une amplification en tension  $-R_{EQ}/R_E$  soit -14,7. On a alors, dans une bande de faible fréquence, un plateau à 23,4 dB.

#### Droites de charge en grands signaux

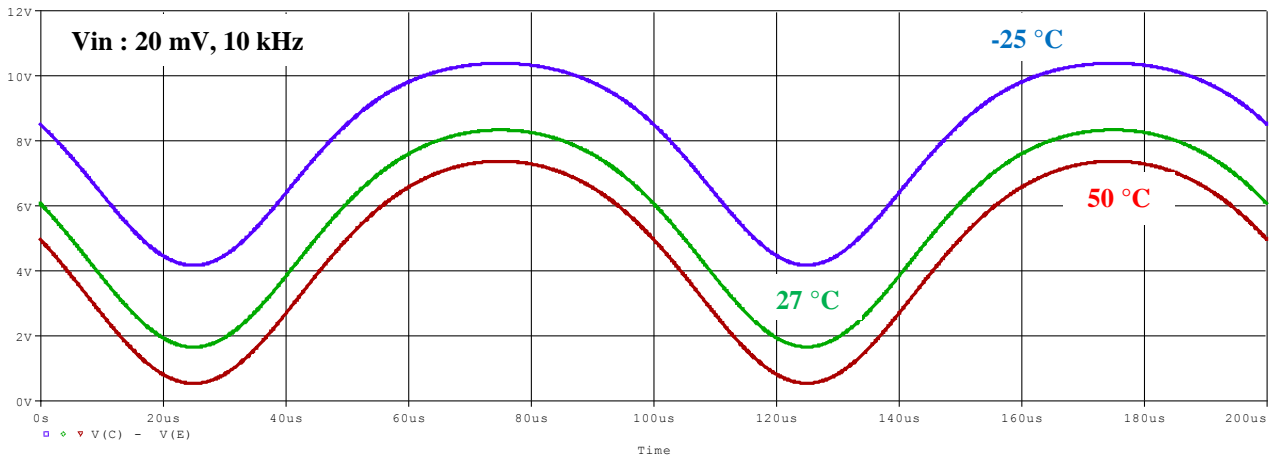
On renouvelle le run transitoire à 20 mV d'amplitude en  $V_{in}$ , comme précédemment.



## Interprétation

- Le graphe montre clairement que quand la température augmente, le point de repos se décale vers la gauche, donc à  $V_{CE} \searrow$  mais de façon bien moindre que sans  $R_E$ . Par conséquent les 3 droites de charges dynamiques sont plus proches.

### Aspect temporel



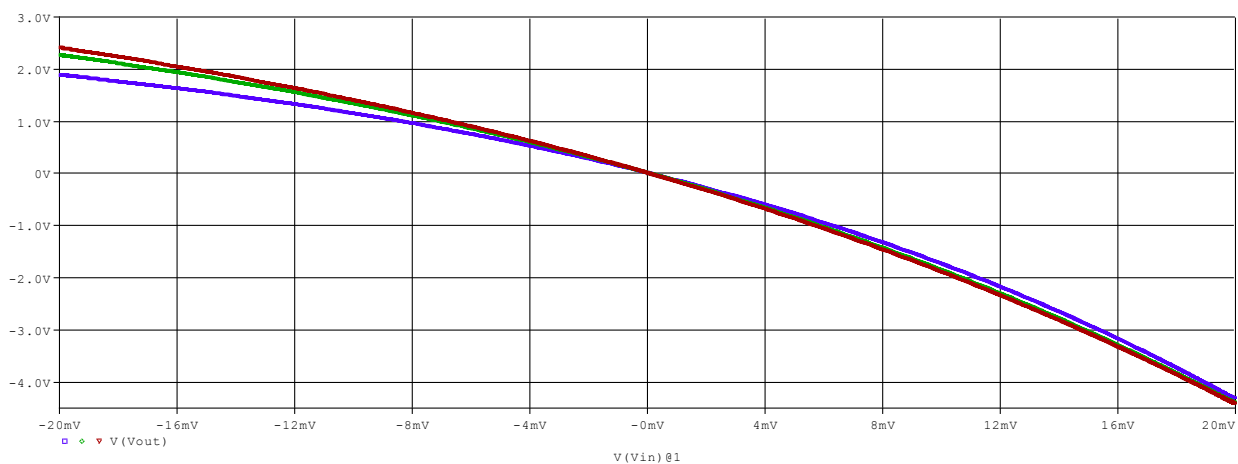
## Interprétation

On reconnaît une distorsion, la tension  $v_{ce}(t)$  ne reproduisant pas une sinusoïde.

Contrairement au schéma précédent, pour le même signal d'entrée, et sensiblement la même polarisation, il n'y a pas de saturation. L'amélioration est très nette.

### Caractéristique de transfert

On peut afficher également  $V(\text{out}) = f(V(\text{in}))$ . Cette caractéristique donne également l'information de distorsion :



$V(\text{out}) = f(V(\text{in}))$ , à 3 températures différentes :  $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $27\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $50\text{ }^{\circ}\text{C}$   
(au voisinage de 0, la pente est le coefficient d'amplification)

## Conclusion

Ce document a montré que le montage émetteur commun à polarisation à pont de base n'est pas robuste vis à vis de la température. L'insertion d'une résistance d'émetteur réduit la dérive de la polarisation, ce qui permet de garder constante la valeur de l'amplification en tension. La simulation Pspice a permis de montrer les droites de charge, l'amplification, la distorsion, et ce, paramétrées en température.

## Annexe 1 : fichiers.cir

```
Transistor en emetteur commun
* fichier EC_temp.cir

.lib eval.lib ; contient Q2N2222

* circuit :
Valim VCC 0 15 ; alimentation

VE Vin 0 sin (0 1m 10k) AC 1

* ampli de tension
CB Vin B 100u
RC VCC C 4.7k

Q C B 0 Q2N2222
RB2 VCC B 153k

Q C B E Q2N2222
RE E 0 160
CE E 0 1000u
RB2 VCC B 110k

RB1 B 0 8.2k
CL C Vout 100u
RL Vout 0 4.7k

*Vtest B 0 DC=0 ; pour carac
*.DC Vtest 0.5 0.7 1m ; statique

*.DC Vtest 0.5 1.2 1m ; statique

.OP
.TRAN 0.1u 0.2m 0 0.1u
*.temp= -25 27 50
*.AC DEC 100 0.1 10MEG
.PROBE
.END
```

*Netliste, prête à simuler. version avec RE : colonne de droite*

articles 1 à 43 : sur le livre

**Tableau récapitulatif des articles PDF disponibles sur ce site**

n°	titre	lien présentation	lien direct article
	Guide d'installation et d'emploi simplifié	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
44	Exemples basiques et des exercices...	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
45	Un exemple de circuit passif	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
46	Un oscillateur Colpitts	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
47	Compensation en fréquence des amplificateurs opérationnels	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
48	Un amplificateur à transistors bipolaires	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
49	Une bascule D Flip Flop CMOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
50	Une porte XOR à transistors MOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
51	Un VCO à 12 transistors MOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
52	Une PLL à moins de 20 transistors MOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
53	Un oscillateur à résistance négative	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
54	Une charge électronique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
55	Un amplificateur en classe C	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
56	Le monostable 74 123	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
57	Un amplificateur en classe D	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
58	Le transformateur en linéaire	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
59	La loi d'ohm thermique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
60	Le transformateur en non linéaire	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
61	Robustesse d'un oscillateur en anneau	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
62	Une alimentation stabilisée	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
63	Modélisation d'un haut-parleur	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
64	Un synthétiseur de fréquence	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
65	Un ampli audio de Sparkfun	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
66	Simulation logique et analogique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
67	Un oscillateur à relaxation	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
68	Lecteur de TAG RFID 125 kHz	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
69	Diagramme de l'œil avec Pspice	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
70	Un amplificateur hautes fréquences	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
71	Une bizarrerie enfin expliquée...	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
72	Comprendre le paramétrage de la FFT	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
73	La relation de Bennett	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
74	Simuler un circuit à plus de 20 transistors avec PSpice Eval	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
75	Une horloge biphase sans recouvrement	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
76	Quelques simulations sur la diode	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
77	Un ampli classe A, avec transformateur de sortie	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
78	Des stimuli pour PSpice	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
79	Simuler le TL431 : zener ajustable	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
80	Un ADC flash	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
81	Une chaine d'acquisition : S&H, ADC, DAC	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
82	Un amplificateur 50 MHz	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
83	Un dérivateur non inverseur	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
84	Un amplificateur bipolaire avec push pull CMOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
85	Rôle des répéteurs logiques dans un circuit intégré	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
86	Un driver logique CMOS pour charge 50 ohms	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
87	Des triggers de Schmitt et des applications	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
88	Un filtre gaussien analogique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
89	Un générateur de bruit rose	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>



90	Un anémomètre à fil chaud : simulation comportementale	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
91	Un oscillateur à pont de Wien stabilisé par CTN	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
92	L'emballage thermique d'une diode	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
93	Les puissances dans un amplificateur	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
94	Asservissement de puissance dans une résistance	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
95	Asservissement de la puissance émise par une antenne radio	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
96	Un driver de LED de puissance	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
97	Exploiter Pspice pour simuler des filtres numériques	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
98	Un filtre en cosinus surélevé avec Pspice	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
99	Effet de la température sur un amplificateur en classe A	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
100	Un amplificateur à transistors JFET et bipolaires	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
<b>Supplément, hors article :</b>			
<b>mon cours « Electronique pour les communications numériques », <a href="#">polycopié couleur 201 pages en pdf</a></b>			

[retour à l'écran d'accueil de ce site](#)