

## Simulations du montage simple

*Parmi toutes les simulations possibles (et on peut en trouver des nombreuses...), il faut au minimum traiter les fondamentales : polarisation, amplification petits signaux, comportement temporel. Il a été ajouté ici des simulations permettant de conforter les calculs précédents.*

### A . Polarisation.

On configure le montage sans contre réaction. On teste ainsi l'amplificateur « en boucle ouverte ». Pour ce faire, on positionne  $R_a = 1 \Omega$  et  $R_b = 1e12 \Omega$ . Rappelons que ces valeurs arbitraires permettent de passer boucle ouverte / boucle fermée sans avoir à modifier le schéma sous Orcad.

Une simulation « .DC » a donné les tensions suivantes (extrait du fichier de sortie):

node	voltage	node	voltage
e+	103,5 $\mu\text{V}$	e-	2,077 $\mu\text{V}$
Vsdif	-8,2876 V	Vsec (Base Q <sub>10</sub> )	30 mV
Vs	0,665 V	Base Q <sub>9</sub>	1,32 V

Ainsi que les courants suivants (positifs dans le sens normal) :

	Q <sub>3</sub>	Q <sub>4</sub>	Q <sub>5</sub>	Q <sub>6</sub>	Q <sub>8</sub>	Q <sub>9</sub>	Q <sub>10</sub>
I <sub>B</sub>	2,07 $\mu\text{A}$	2,08 $\mu\text{A}$	1,48 $\mu\text{A}$	21,2 $\mu\text{A}$	22,9 $\mu\text{A}$	1,11 $\mu\text{A}$	6,29 $\mu\text{A}$
I <sub>C</sub>	170 $\mu\text{A}$	171 $\mu\text{A}$	673 $\mu\text{A}$	7,13 mA	6,99 mA	459 $\mu\text{A}$	453 $\mu\text{A}$

### Interprétation :

- Le courant de polarisation  $I_0 = 345 \mu\text{A}$  (obtenu par simple somme des courants d'émetteurs de Q<sub>3</sub> et Q<sub>4</sub>, ou par loi d'Ohm aux bornes de R<sub>POL1</sub>), est de valeur conforme à celle calculée.

Les courants de base de la paire différentielle sont très proches de la valeur attendue (2  $\mu\text{A}$ ).

On peut remarquer, dans cet exemple, que cela provoque un potentiel de 100  $\mu\text{V}$  sur l'entrée e<sup>+</sup> (dû à la chute de tension aux bornes de la résistance d'attaque de 50  $\Omega$ ) et quasi nulle sur e<sup>-</sup>. Il s'ensuit une tension de décalage d'environ 100  $\mu\text{V}$  à l'entrée de l'amplificateur. (C'est la conséquence du courant I<sub>BIAS</sub> quand les chutes de tensions rencontrées par les résistances connectées sur les entrées e<sup>+</sup> et e<sup>-</sup> ne se compensent pas).

- Le collecteur commun Q<sub>5</sub> est polarisé à 0,67 mA. (calculé : 0,68 mA)

- L'émetteur commun Q<sub>6</sub> est polarisé à 7,13 mA (calculé : 7,7 mA).

- Le push pull de sortie montre un quasi équilibre des courants de collecteur, mais une grande différence des courants de base respectifs : il faut rappeler que le  $\beta_{\text{PNP}}$  est très inférieur à  $\beta_{\text{NPN}}$ .

- La tension de sortie Vs est à 0,665 V. Idéalement, sur un amplificateur parfait, en plaçant 0 V sur les 2 entrées, on devrait avoir 0 V en sortie. En fait :

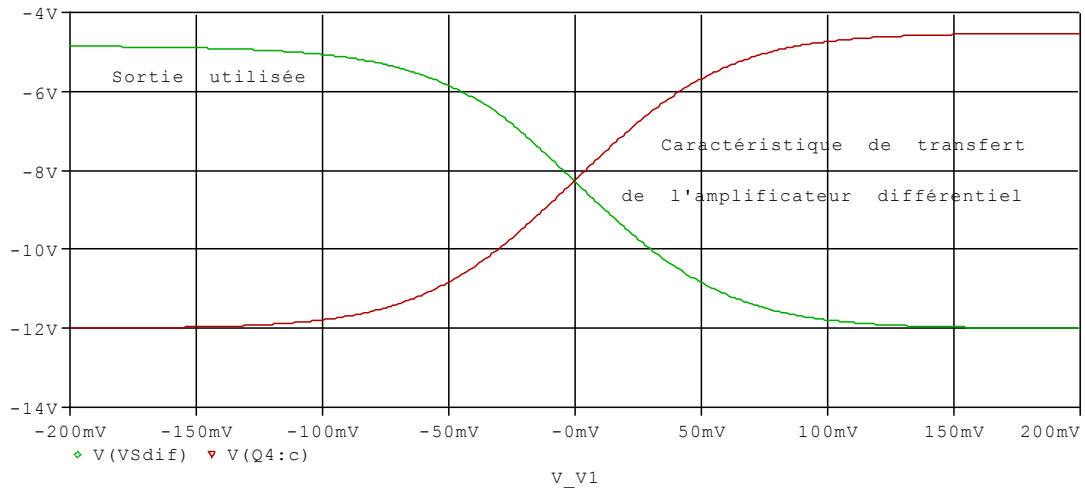
- la tension de décalage de 100  $\mu\text{V}$  (due à I<sub>BIAS</sub>) à l'entrée est amplifiée,
- la polarisation n'est pas réglée pour avoir exactement 0 V,
- la structure de tout l'amplificateur est dissymétrique (Q<sub>9</sub>, Q<sub>10</sub> différent).

Si on tient compte de la valeur de l'amplification (326 calculée) cela signifie que ce montage « voit » une tension d'offset ramenée à l'entrée de  $0,665 / 326 = 2 \text{ mV}$  environ. Cette valeur est très raisonnable.

## B . Caractéristiques de transfert statique

La caractéristique de transfert statique montre la relation Sortie/Entrée en continu.

### • de l'amplificateur différentiel



L'outil Pspice permet, une analyse DC, associée au balayage d'un paramètre.

Ici, la tension continue d'entrée ( $\varepsilon$ , ou  $V(1)$ ) varie finement entre  $-200$  mV et  $+200$  mV.

On observe les 2 sorties : collecteur de  $Q_4$ , et collecteur de  $Q_3$ .

La sortie exploitée est le collecteur de  $Q_3$ .

On conclut sur ce résultat de simulation :

Si  $\varepsilon < -100$  mV environ, le potentiel de sortie est maintenu à  $-5$  V environ

Si  $\varepsilon > +100$  mV environ, le potentiel de sortie est maintenu à  $-12$  V.

Entre ces valeurs extrêmes, on observe alors l'évolution des potentiels de collecteur des transistors : on trouve les caractéristiques « en X » bien connues [Réf. 5].

Rappelons que l'équation d'une sortie de la paire différentielle est :  $-12 + R_5 I_o / (1 + \exp(\varepsilon / V_T))$

Ici, avec  $R_5 = 22$  k $\Omega$   $I_o = 345$   $\mu$ A, soit  $R_5 I_o = 7,6$  V, d'où une dynamique de  $-12$  V à  $-4,41$  V.

La légère dissymétrie entre les 2 sorties est la présence du courant de base de  $Q_5$  prélevé dans une branche.

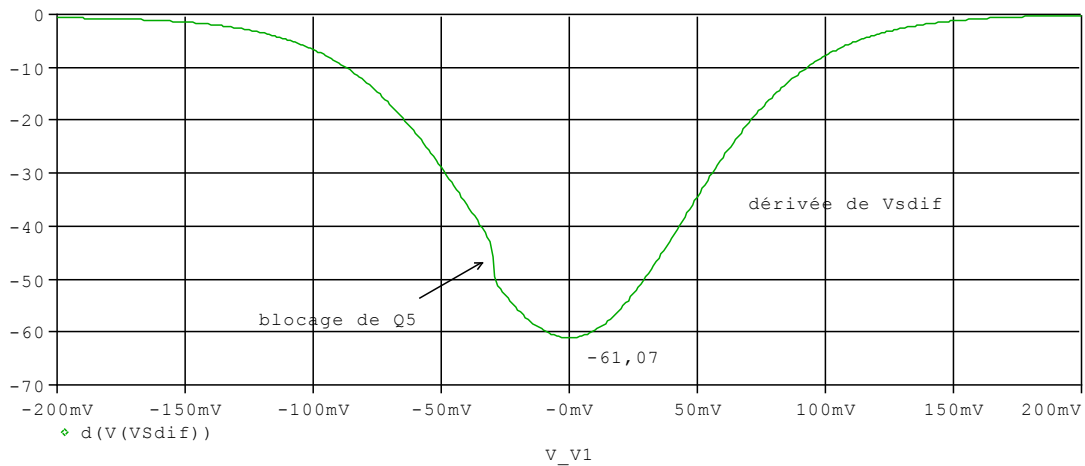
Remarque : en toute rigueur, il eût été plus exact d'obtenir cette caractéristique par une simulation mettant en œuvre 2 sources de tension, l'une croissante sur l'entrée  $e^+$  ( $-100$  mV à  $+100$  mV), l'autre décroissante sur l'entrée  $e^-$  ( $+100$  mV à  $-100$  mV). Cela revenait au même sur la tension différentielle  $\varepsilon$ , ( $= e^+ - e^-$ ) mais assurait une somme ( $e^+ + e^-$ ) nulle, et par conséquent, aucune tension de mode commun [Réf 6].

Dans notre simulation,  $e^+ + e^- = 200$  mV en bout de réglage. Le calcul de  $A_{mc}$  ayant donné 0,33, il faut, en toute rigueur, tenir compte d'un potentiel additif de 70 mV sur la sortie, ce qui a été négligé.

### Amplification très basse fréquence de l'amplificateur différentiel

La caractéristique de transfert statique donne l'amplification statique : une variation  $\Delta\varepsilon$  entraîne une variation  $\Delta V_{SDIFF}$ . Pspice permet de tracer la courbe  $\Delta V_{SDIFF}/\Delta\varepsilon$ .

En dérivant  $V_{SDIFF}$  par rapport à  $\varepsilon$ , on déduit l'amplification statique  $\Delta V_{SDIFF}/\Delta\varepsilon$

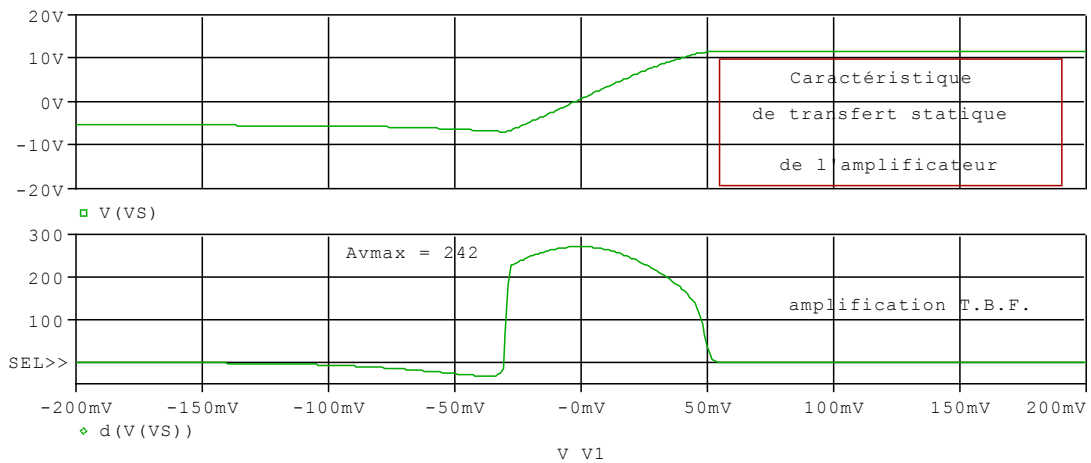


L'extremum est au centre de la caractéristique (au voisinage de  $\varepsilon = 0$ ), et vaut  $-61,07$ . Cela représente l'amplification maximale en petites variations. Le calcul avait abouti à  $-72$ .

Remarque : le petit défaut placé à  $-30$  mV est dû au blocage du transistor  $Q_5$  : pour  $\varepsilon < -30$  mV, le potentiel  $V_{SDIF}$  est insuffisant pour polariser l'étage suivant qui nécessite  $V_{BE5} + V_{BE6} + U_{R4}$ . L'arrêt de ce courant de base modifie légèrement la caractéristique de transfert, mais cette modification se voit plus nettement sur sa dérivée.

### • de l'amplificateur complet

La même simulation permet d'avoir le comportement de l'amplificateur complet. On présente les deux courbes sur une même fenêtre :



On retrouve le défaut présent au passage à  $-30$  mV de la tension différentielle  $\varepsilon$ .

L'amplificateur a un fonctionnement optimal au voisinage de  $\varepsilon = 0$ . D'après ces réponses, la dynamique de fonctionnement reste bornée dans l'intervalle  $[-30$  mV ;  $+30$  mV]. L'amplification n'est pas constante, mais reste globalement supérieure à 200.

En conclusion, en très basse fréquence, au voisinage de  $\varepsilon = 0$ , on peut donc s'attendre à un coefficient d'amplification  $\Delta V_S/\Delta\varepsilon = 242$  (326 prédéterminé).

L'étage différentiel seul assurant 61, on peut donc déduire une amplification de  $242 / 61 = 4$  pour l'association des 2 étages suivants (4,5 prédéterminé pour l'émetteur commun, suivi d'une très faible atténuation par le push pull).

## C . Amplification petits signaux, régime linéaire, moyenne fréquence

L'analyse DC peut être accompagnée d'une étude petits signaux : le simulateur détermine l'amplification et la résistance interne sur n'importe quel nœud du circuit, au point de repos considéré. Appliquons cette commande pour connaître l'analyse petits signaux en Vsdif et Vs. Les résultats de la simulation sont (dans le fichier de sortie) :

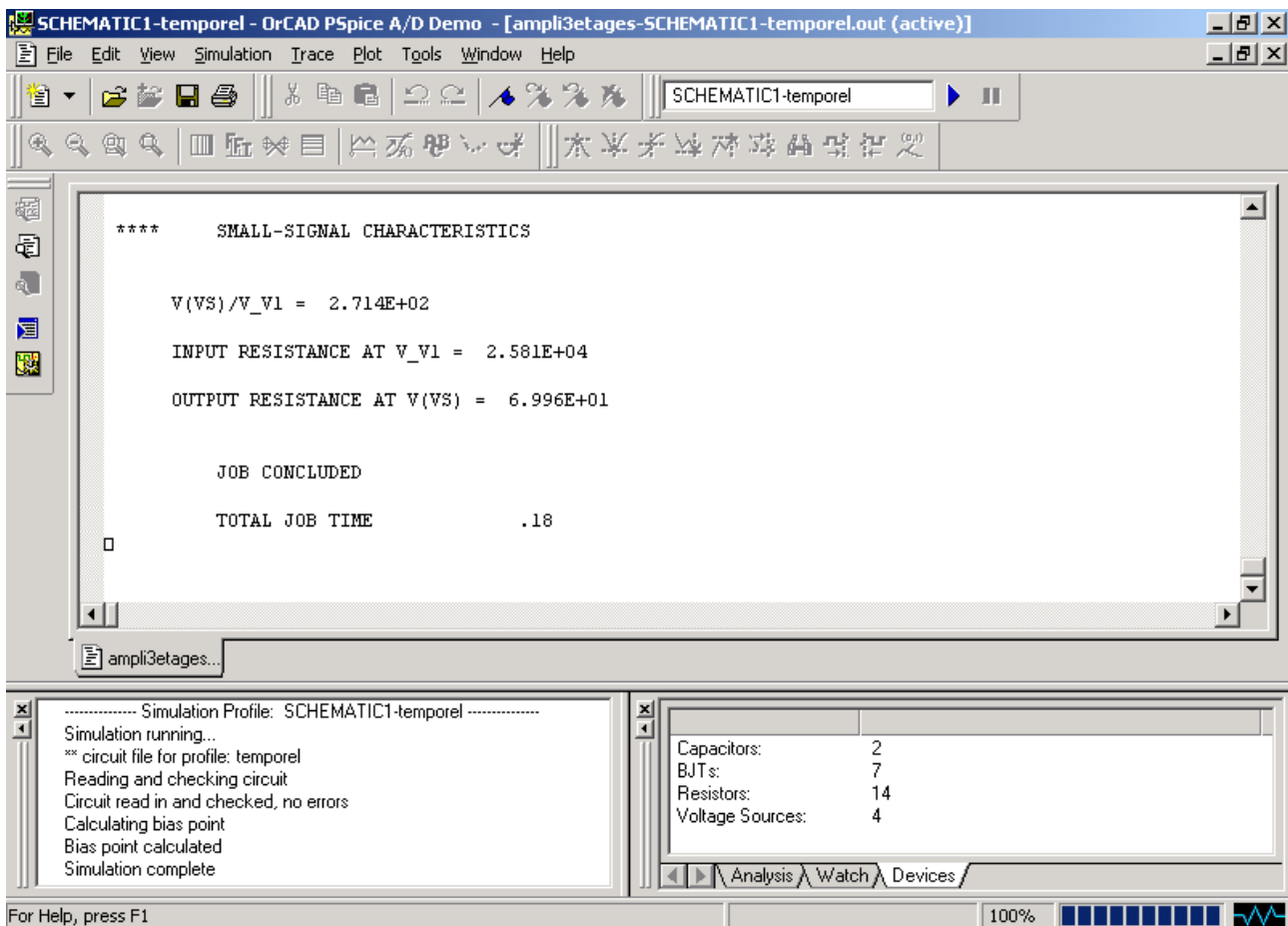
- En Vsdif . On déduit :  $A_d = -61,07$ , avec une résistance interne de  $21,4 \text{ k}\Omega$ .  
(calculée :  $A_d = -72$ ,  $R_{sa} = 22 \text{ k}\Omega$ )

Le simulateur donne également la résistance apparente à l'entrée  $e^+$  :  $25,81 \text{ k}\Omega$ . L'entrée  $e^-$  étant à la masse (par le pull down  $R_a = 1 \Omega$ ) cela représente directement la résistance différentielle. (Le calcul avait aboutit à  $26 \text{ k}\Omega$ ).

Ce résultat, en accord avec le paragraphe précédent, confirme un écart de 15 % par rapport au calcul « à la main » sur l'amplification statique.

En observant le fichier de sortie, on peut lire que  $g_m$  de  $Q_3$  est  $5,79 \text{ mA/V}$ , soit 12 % de moins que calculé. De plus, l'impédance d'entrée de l'étage collecteur commun ( $Q_5$ ), non infinie, contribue également à la chute de gain de cet étage. Cela explique l'écart théorie/simulation.

- En Vsec, on aboutit à une amplification de  $274,1$  avec une résistance interne de  $1,522 \text{ k}\Omega$ .  
En tenant compte de l'amplification du premier étage =  $61,07$ , il reste une amplification de  $4,48$  pour l'étage émetteur commun. (calculée :  $A_v = -4,5$ ,  $R_{sa} = 1,5 \text{ k}\Omega$ )

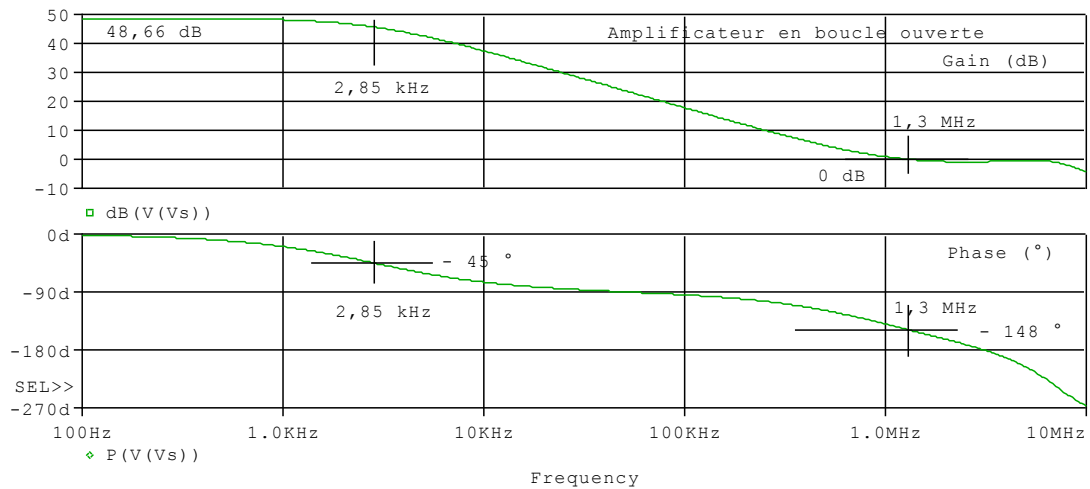


- En Vs, (écran reproduit ci dessus) on aboutit à une amplification de  $271,4$  avec une résistance interne de  $69,9 \Omega$ . (calculée :  $A_o = 326$ , résistance de sortie supérieure à une cinquantaine d'Ohm).

Sur l'amplification totale, on dispose d'une erreur de 15 % par rapport au calcul « fait à la main ».

## D . Réponse harmonique

Toujours en boucle ouverte, on réalise une analyse « .AC », c'est à dire un calcul de l'amplification en fonction de la fréquence, le circuit étant linéarisé par le simulateur.



Interprétation :

En très basse fréquence, on dispose d'un gain de 48,66 dB (amplification de 271,4, déjà obtenue lors de la simulation petits signaux de la commande DC ) et d'un déphasage nul.

Une fréquence de coupure apparaît à 2,85 kHz : on a perdu 3 dB et la phase a tourné de 45 °.

On est ensuite sur une pente à - 20 dB/décade.

Une cassure apparaît vers 900 kHz, puis la courbe de gain repasse par un plateau (situé vers - 0,9 dB), puis replonge dans les plus hautes fréquences.

La fréquence de transition est située à 1,3 MHz. La phase correspondante est de - 148 °.

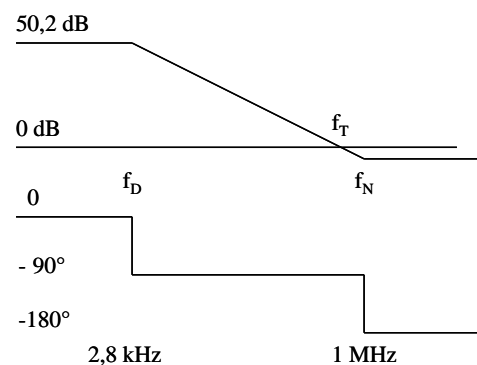
Remarque 1 : un autre run, mais avec une résistance de charge  $R_L = 1\text{ k}$  aboutit à des résultats très similaires :  $f_T = 1,1\text{ MHz}$ , et phase de - 143°.

Remarque 2 : L'hypothèse 4 donnait :

$$H(p) = S(p) / \varepsilon(p) = A (1 - \tau_N p) / (1 + \tau_D p).$$

La réponse harmonique simulée diffère de  $H(j\omega)$  obtenue par cette hypothèse 4 :

Le plateau 48,66 dB (au lieu de 50,2 dB) : erreur importante dans l'amplification statique, fréquence de coupure 2,85 kHz, ce qui confirme le calcul (2,8 kHz), puis une pente de -20 dB/décade.



Réponse harmonique supposée

En hautes fréquences, (après 1 MHz) on trouve d'autres différences : cela vient d'éléments non pris en compte dans l'étude simplifiée, mais que l'analyse Pspice exploite, comme le comportement en hautes fréquences des transistors.

- Il est peut être plus fiable de représenter  $H(p)$  par une autre fonction, comme :

$$H(p) = A \frac{1 - \tau_N p}{(1 - \tau_D p)(1 - \tau p)}$$

telle que  $1/2 \pi \tau = 4 \text{ MHz}$ , soit  $\tau = 40 \text{ ns}$ , pour représenter la chute de gain vers cette fréquence. La conséquence est une TBF du montage suiveur :

$$H(p) / [1 + H(p)] = A' \frac{1 - \tau_N p}{p^2/\omega_0 + 2z p/\omega_0 + 1}$$

Avec :

$A' = A/(1+A)$	$= 1$
$\tau'_N = \tau_N$	$= 0,156 \mu\text{s}$
$\omega_0^2 = 1+A/(\tau_D \tau)$	$\Rightarrow \omega_0 = 11,9 \text{ Mrad/s, ou } f_0 = 1,9 \text{ MHz}$
$2z/\omega_0 = (\tau_D + \tau - A\tau_N)/(1+A)$	$\Rightarrow z = 0,13$

Avec une telle T.B.F., la réponse à l'échelon conserve la particularité de s'orienter vers le sens inverse de la consigne, mais sans une discontinuité à  $t = 0$ , puis de revenir vers la valeur finale avec un régime oscillatoire amorti.

- Si on choisit de modéliser  $H(p)$  par  $H(p) = A \frac{1 - \tau_N p}{(1 - \tau_D p)[D]}$  où  $[D]$  fonction du deuxième ordre,

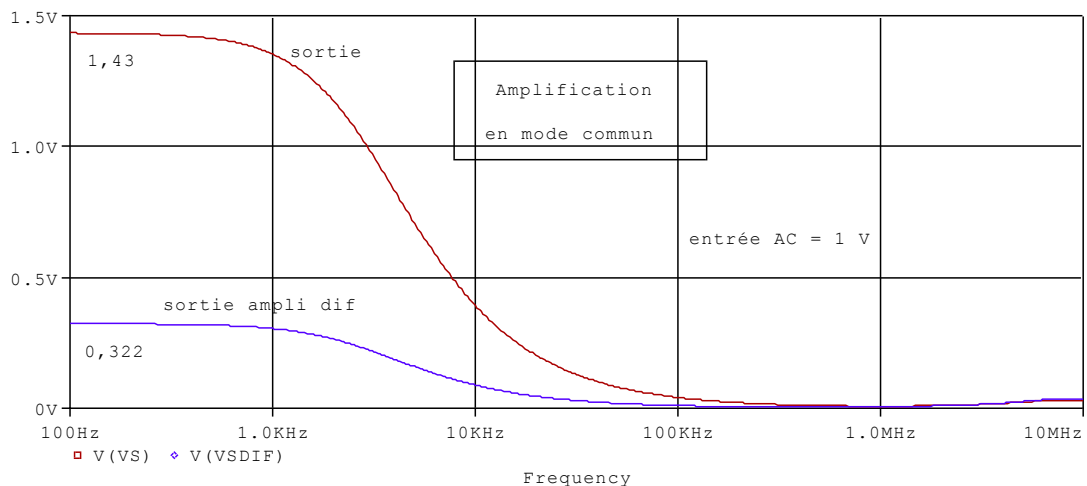
on montre que la F.T.B.F s'écrit :  $A \frac{1 - \tau_N p}{[T]}$  où  $[T]$  fonction du troisième ordre.

Dans ce cas, la réponse temporelle est plus complexe, mais conserve une dominante de départ dans le sens opposé à la consigne (influence du zéro du numérateur) et un retour vers la valeur finale avec un régime oscillatoire amorti [hyp. 5]. C'est ce que nous observerons plus tard.

Quoiqu'il en soit, un amplificateur de ce type doit être utilisé contre réactionné, et la principale propriété de la contre réaction est de rendre le système bouclé moins sensible aux paramètres intrinsèques de la T.B.O.

## E . Amplification en mode commun (petits signaux, régime linéaire, moyenne fréquence)

Toujours en boucle ouverte et en analyse « .AC », on relie les entrées  $e^+$  et  $e^-$  ensemble.



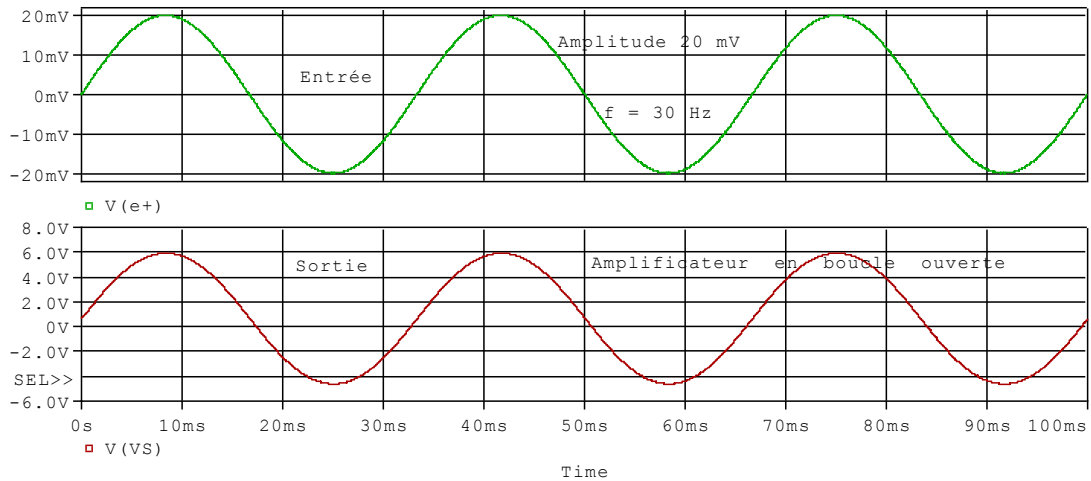
L'amplificateur différentiel délivre 0,322 V, soit une amplification de 0,322, car les entrées reçoivent 1 V (cette valeur, par défaut dans Pspice, est arbitraire). Le calcul approché avait donné 0,33.

L'étage qui suit apporte son amplification de 4,45, ce qui justifie la valeur 1,43 en sortie de l'amplificateur complet.

## F . Réponse à des entrées sinusoïdales, boucle ouverte

### • Très basse fréquence

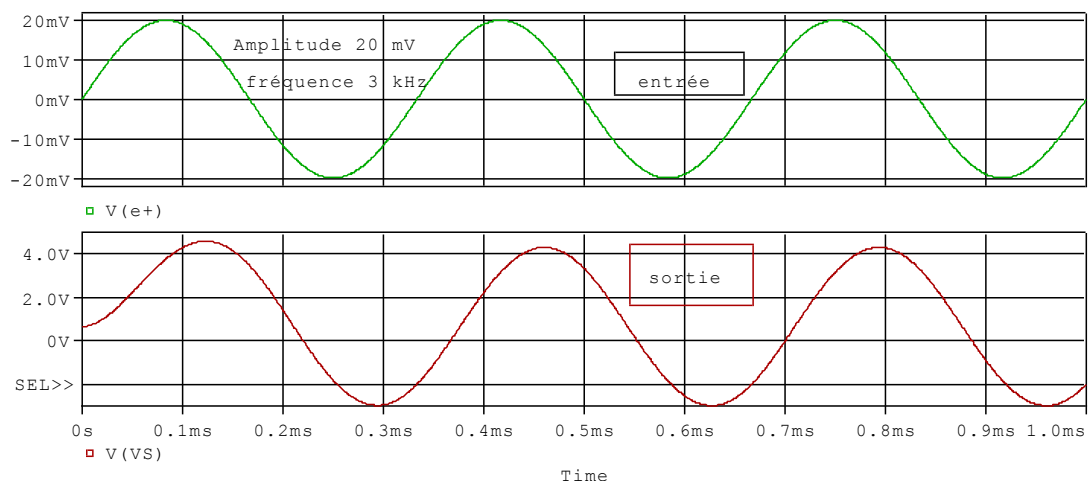
Le choix d'une faible amplitude d'entrée (20 mV) nous permet de rester dans le domaine petits signaux. On choisit une fréquence de 30 Hz, dans la bande passante, dont la simulation AC a donné à 2,85 kHz.



Le signal de sortie reproduit une sinusoïde évoluant entre  $-4,59$  V et  $5,89$  V, c'est à dire  $5,24$  V d'amplitude, portée par une composante continue de  $0,65$  V. Cette tension d'offset avait déjà été mesurée. L'amplification très basse fréquence est donc  $5,24 / 0,02 = 262$ , soit un gain de  $48,4$  dB. Cette valeur à la fréquence 30 Hz, est voisine de celle simulée en analyse AC ( $48,66$  dB). Rappelons qu'ici, en analyse temporelle, le simulateur ne linéarise pas autour d'un point de fonctionnement, mais tient compte de tous les paramètres des transistors.

### • Moyenne fréquence

On reste dans le domaine petits signaux. On choisit une fréquence vers la fréquence de coupure, pour confirmer un autre point de l'analyse AC.

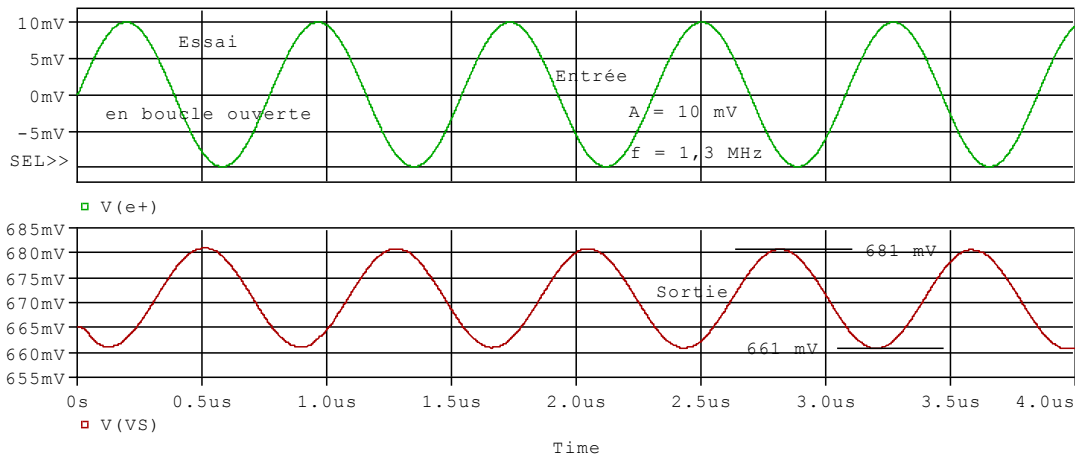


En régime établi, le signal de sortie est une sinusoïde évoluant entre  $-2,9$  V et  $4,2$  V, c'est à dire  $3,55$  V d'amplitude, toujours portée par une composante continue de  $0,65$  V. L'amplification à cette fréquence est donc  $3,55 / 0,02 = 177,5$ , soit un gain de  $45$  dB.

A 3 kHz, on a perdu quasiment  $3,4$  dB, ce qui signifie qu'on a dépassé la fréquence de coupure, dont la simulation AC avait donné  $2,85$  kHz, et le calcul approché,  $2,8$  kHz. Le déphasage est environ de  $-45^\circ$ . Ceci est donc parfaitement cohérent.

• Haute fréquence

On reste dans le domaine petits signaux. On choisit la fréquence de transition, pour confirmer un autre point de l'analyse AC d'une part, et caractériser l'amplificateur d'autre part.

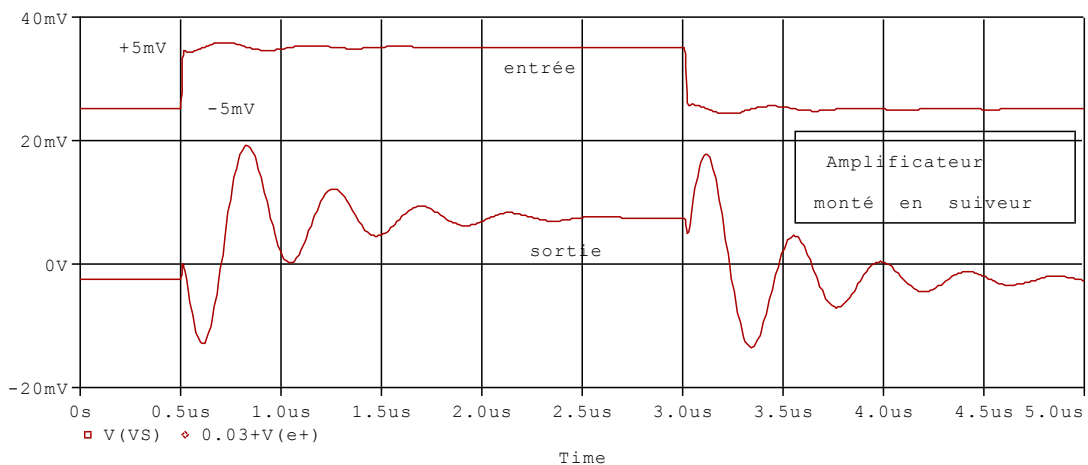


à 1,3 MHz, le signal de sortie présente la même amplitude que celui d'entrée : l'amplification est unitaire. A cette échelle, on mesure finement la tension d'offset : 670 mV.

**G . Réponse en montage suiveur**

• Vérification de la stabilité.

Pour rester dans le domaine petits signaux, on réalise l'essai avec un échelon d'amplitude 10 mV. Le signal d'entrée varie instantanément entre  $-5\text{ mV}$  ;  $+5\text{ mV}$ . Il est judicieux de prendre des valeurs qui puissent être reproduit en pratique, sans trop de difficulté de mesure.



*Pour une meilleure lisibilité, la trace représentant l'entrée est décalée.*

La sortie recopie ce signal en délivrant en sortie, mais translaté de 2,5 mV environ : les niveaux statiques sont  $-2,55\text{ mV}$  et  $7,41\text{ mV}$ . Cet offset en boucle fermée est celui ramené à l'entrée.

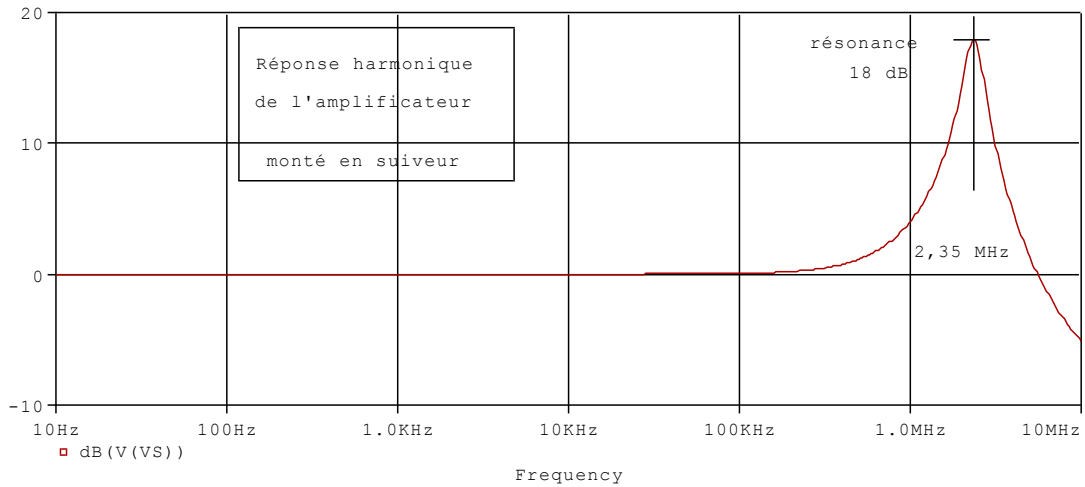
On reconnaît également un régime transitoire, (mis en valeur ici, par l'échelle choisie) : un départ à l'opposé à la variation de l'entrée, puis une stabilisation après un régime oscillatoire amorti. La stabilisation à  $\pm 5\%$  nécessite  $1,7\text{ }\mu\text{s}$ .

Cette réponse transitoire s'explique par l'expression de la fonction de transfert formulée en [hyp. 5]. On remarque également que le signal d'entrée est perturbé par l'amplificateur. La présence de  $R_{in}$  non nul ( $= 50\text{ }\Omega$ ) permet de voir ce phénomène. Cela montre également que le modèle d'un quadripôle simplifié à simple résistance d'entrée de  $26\text{ k}\Omega$  est insuffisant pour représenter le fonctionnement fin du système bouclé.



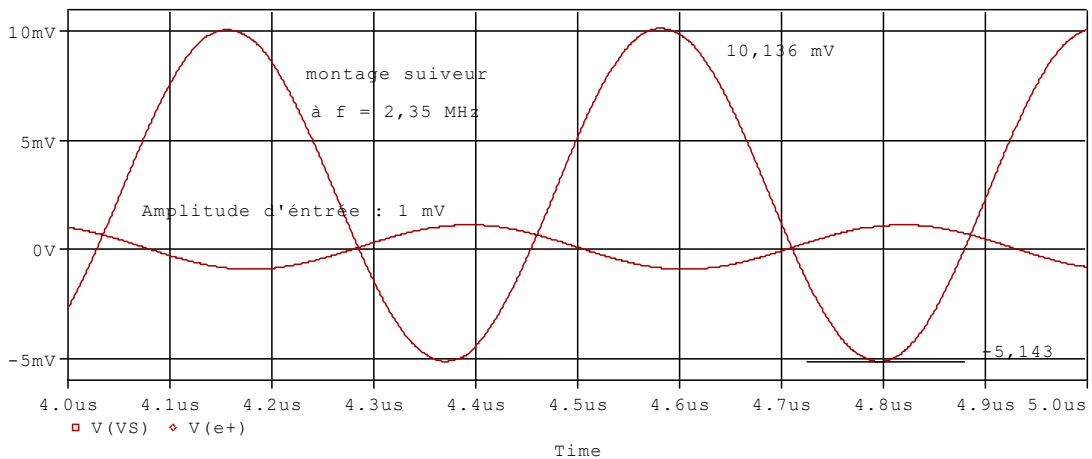
## • Phénomène de résonance

Le régime très oscillant du montage suiveur est synonyme d'une forte résonance lors de la réponse harmonique en T.B.F. Pour prévoir le comportement de l'amplificateur en boucle fermée en régime sinusoïdal, réalisons la réponse harmonique de la T.B.F.



La fonction de transfert en boucle fermée présente un plateau à 0 dB (suiveur) puis laisse apparaître un phénomène de résonance, situé à  $f = 2,35$  MHz.

Vérifions cette particularité par une simulation transitoire, du montage suiveur :

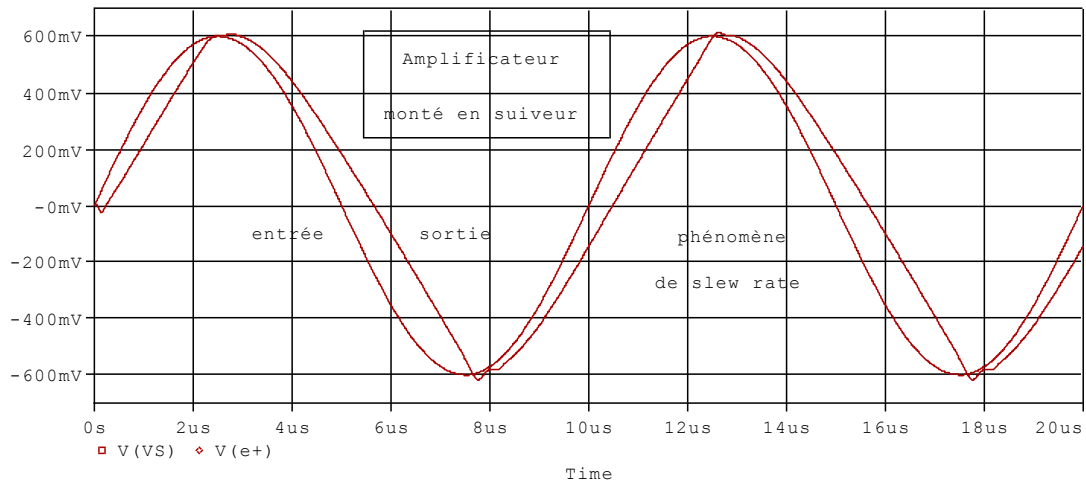


à 2,35 MHz, alors que l'amplitude de l'entrée a été choisie à 1 mV, le signal de sortie, sinusoïdal, présente  $10,136 - (-5,143) = 15,28$  mV crête à crête, soit une amplitude de 7,64 mV. On retrouve les 18 dB de résonance ( $20 \log 7,64$ ).

Nous remarquons une nouvelle fois que la sortie est portée par un offset de 2,5 mV.

## • Phénomène de slew rate

Le slew rate est facilement visualisable en régime sinusoïdal quand on monte en fréquence et/ou en amplitude. Ce défaut de l'amplificateur est reconnaissable par une triangularisation du signal de sortie. On reproduit ici en simulation la manipulation facilement réalisable en Travaux Pratiques.



Dans cet essai, l'amplitude de l'entrée est de 600 mV. A 100 kHz (période de 10  $\mu$ s), le signal de sortie « ne suit plus », et délivre des tronçons de droites. Une mesure de la pente donne 0,3 V / $\mu$ s. Le calcul avait donné 0,36 V / $\mu$ s. Le calcul avait supposé que le courant traversant le condensateur  $C_1$  était constant, ce qui n'est pas entièrement exact.

Rappelons la relation qui assure le régime sans déformation [Réf 8]:

S.R. >  $2 \pi f A$ , avec f et A fréquence et amplitude de la sinusoïde en sortie.

Cela justifie, les valeurs des amplitudes choisies dans les essais précédents :

fréquence de transition : en sortie 1,3 MHz, 10 mV

$2 \pi \times 1,3 \cdot 10^6 \times 10 \cdot 10^{-3} = 0,08 \cdot 10^{-6}$ . La relation S.R. >  $2 \pi f A$  est vérifiée :  $0,3 \cdot 10^{-6} > 0,08 \cdot 10^{-6}$

fréquence de résonance, en sortie 2,35 MHz, 7,64 mV

$2 \pi \times 2,35 \cdot 10^6 \times 7,64 \cdot 10^{-3} = 0,11 \cdot 10^{-6}$ . La relation S.R. >  $2 \pi f A$  est vérifiée :  $0,3 \cdot 10^{-6} > 0,11 \cdot 10^{-6}$ .

Pour accéder à la totalité de l'article (40 pages) : [plan et suite](#)