

LES TRANSISTORS ET LES IMPERFECTIONS DE L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

Évaluation formative solutionnaire—
Imperfections de l'amplificateur
opérationnel

S2 APP5GE
GEL213
Hiver 2022

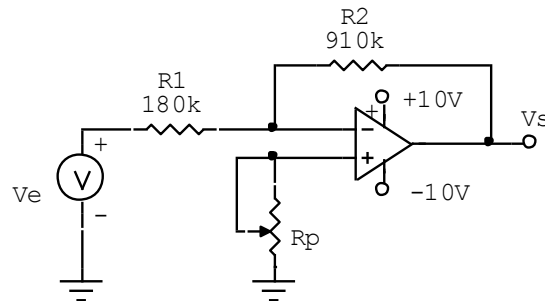
Pr Serge Charlebois
Pr Jean-François Pratte

Département de génie électrique et de génie
informatique
Faculté de génie
Université de Sherbrooke

Problème 1

On a mesuré les courants de polarisation de l'ampli-op utilisé dans le circuit ci-contre et on a obtenu $I_{B+} = 150 \text{ nA}$ et $I_{B-} = 100 \text{ nA}$.

À quelle valeur devra être ajustée R_p afin d'annuler l'effet des courants de polarisation, c'est-à-dire afin d'obtenir $V_s = 0$ lorsque $V_e = 0$?



Solution problème 1

La situation se présente donc de la façon illustrée ci-dessous. Notez que l'on désire calculer R_p considérant les imperfections DC de I_{B+} et I_{B-} . Ainsi on remplace les sources de tension par un court-circuit (soit V_e ici) et les sources de courant par un circuit ouvert (il n'y en a pas dans le cas présent). On cherche la valeur de R_p pour obtenir $V_s = 0$ quand $V_e = 0$. Si $V_s = 0$, alors comme on peut le voir ci-dessous les deux résistances R_1 et R_2 sont branchées en parallèle. L'impédance équivalente de R_1 en parallèle avec R_2 est traversée par le courant I_{B-} de 100 nA , ce qui donne une tension V_- :

$$V_- = (I_{B-}) * R_1 // R_2$$

De la même façon, R_p est traversée par le courant I_{B+} de 150 nA , ce qui donne une tension V_+ :

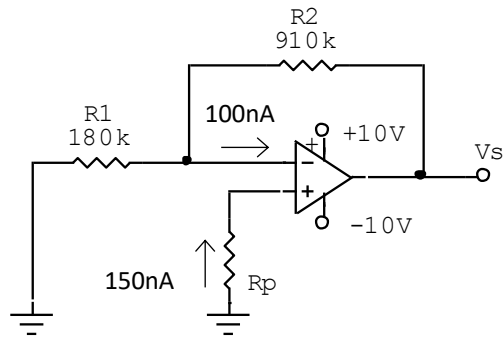
$$V_+ = (I_{B+}) * R_b$$

Sachant que $V_- = V_+$

$$(I_{B-}) * R_1 // R_2 = (I_{B+}) * R_b$$

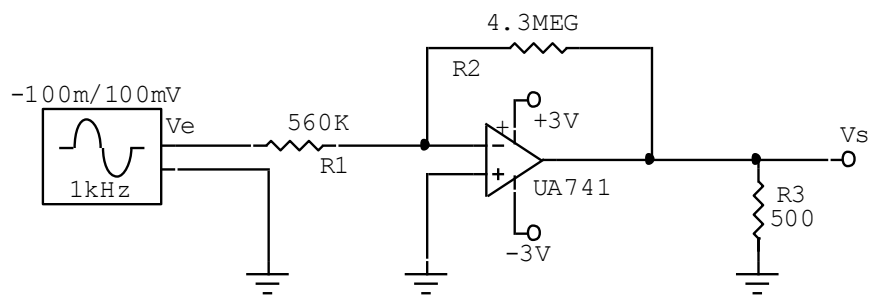
Ce qui donne :

$$R_p = \underline{\underline{100 \text{ k}\Omega}}$$

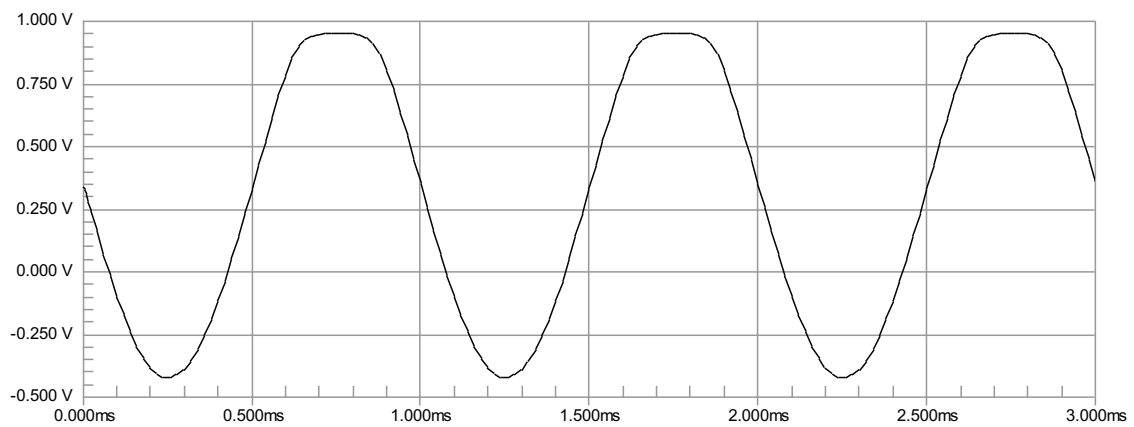


Problème 2

Soit le circuit suivant :



Si l'amplificateur opérationnel se comportait de façon idéale, on observerait à sa sortie un signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz évoluant entre environ $+750\text{ mV}$ et -750 mV . Voici le signal que l'on observe en pratique :



Expliquer ce comportement.

Solution problème 2

On observe que ce signal n'évolue pas autour de 0 V et qu'il est déformé. Il y aurait donc deux imperfections en cause ici : une imperfection DC et une imperfection non linéaire.

Quelques observations préliminaires d'abord :

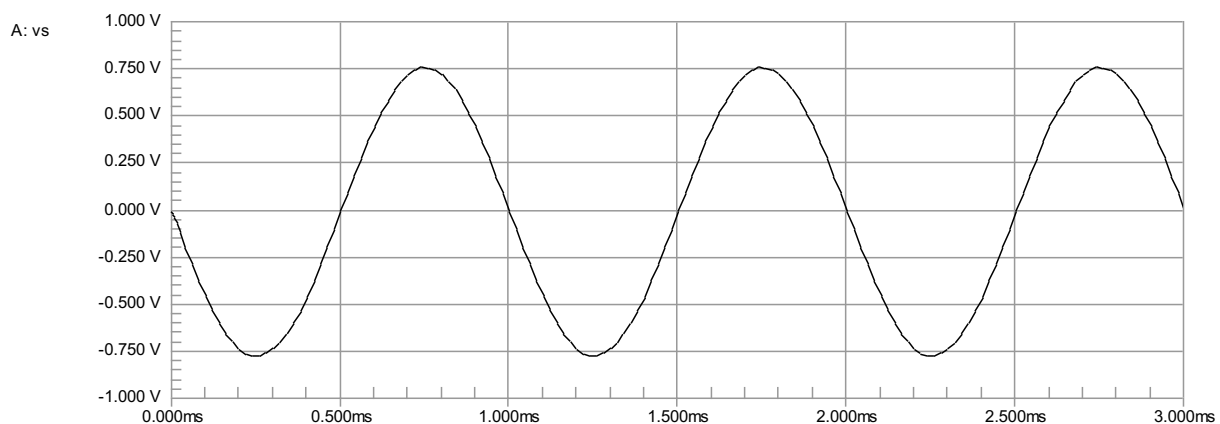
- Les tensions d'alimentation DC sont de faibles valeurs ($\pm 3\text{Volts}$), ce qui signifie que ce circuit causera de la distorsion pour des signaux de sortie d'amplitude assez faible par comparaison avec un circuit qui serait alimenté avec des tensions de $\pm 12\text{Volts}$, par exemple.
- Les résistances utilisées sont de valeurs élevées, ce qui signifie que les courants de polarisation qui circulent au travers de ces résistances auront une influence importante.
- De plus, malgré le fait que l'on prédise cette importance des courants de polarisation, il n'y a pas de résistance de polarisation en série avec la borne (+) d'entrée de l'ampli-op, ce qui permet de prédire que le signal de sortie sera décalé en tension.

C'est exactement ce qui se produit, le signal de sortie n'évolue pas autour de 0 V. On pourrait corriger cet effet en insérant, en série avec la borne (+) d'entrée de l'ampli-op, une résistance de polarisation égale à $R1//R2$.

Mais pourquoi le signal est-il déformé ? On risque une explication : on voit qu'à cause de la mauvaise polarisation, le signal a été décalé vers le haut, ce qui signifie que l'alternance négative s'éloigne de l'alimentation négative, mais que l'alternance positive, elle, s'approche de l'alimentation positive.

Pour certains ampli-ops, dit « rail to rail » la sortie peut s'approcher de très près des alimentations. D'après les résultats obtenus ici, il semble que ce ne soit pas le cas du UA741 et que le signal de sortie, dans le cas de ce type d'ampli-op, ne puisse s'approcher à moins d'environ 2 Volts des alimentations.

Si notre explication est correcte, le signal ne sera plus déformé une fois que nous aurons corrigé la polarisation de l'ampli-op puisque l'alternance positive du signal s'éloignera alors de l'alimentation positive. La sortie suivante, obtenue après avoir inséré une résistance de $510\text{ k}\Omega$ en série avec la borne (+) d'entrée de l'ampli-op, confirme notre diagnostic :



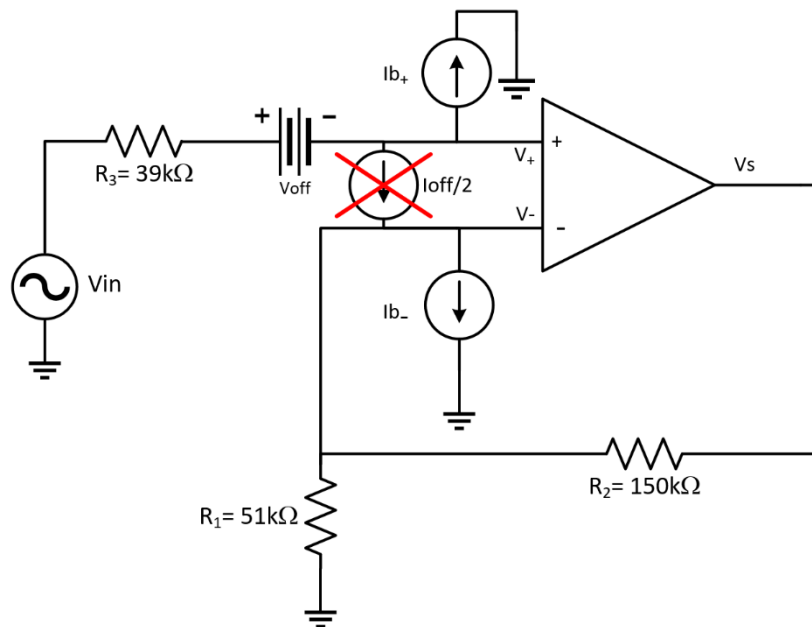
Problème 3

Soit le circuit suivant dans lequel l'ampli-op peut être considéré comme idéal à l'exception des paramètres suivants : $I_{B^+} = 50 \text{ nA}$, $I_{B^-} = 40 \text{ nA}$ et $V_{off} = 5 \text{ mV}$. Quelle est sa tension de sortie DC V_s ?

Solution problème 3

Pour résoudre ce problème, il faut regarder la contribution de V_{off} , I_{B^+} et I_{B^-} indépendamment et par superposition faire la somme de chacune des contributions au décalage de la tension de sortie V_s . Il est important de noter que nous devons faire la somme des contributions en valeur absolue pour calculer le pire décalage V_s possible, tel que nous le verrons ci-dessous.

Notez aussi que I_{B^+} n'est pas égal à I_{B^-} . Dans la figure 13.29 de Hambley, on représente le circuit équivalent par deux sources de courant I_B identiques aux bornes V_+ et V_- , et la différence

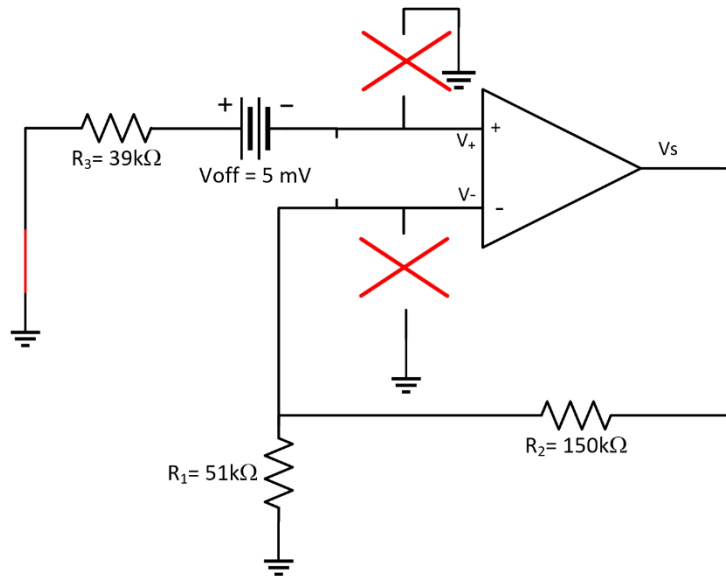


est modélisée par la source de courant $I_{off}/2$. Ceci dit, ici nous allons considérer I_{B^+} et I_{B^-} indépendamment, ce qui inclut implicitement le $I_{off}/2$. Donc, nul besoin de calculer le décalage à la sortie dû à $I_{off}/2$. Le circuit équivalent avec les imperfections est donc :

Revoir la figure 13.29 de Hambley.

1) Décalage de V_s considérant V_{off} .

Tout d'abord on doit modifier le schéma pour remplacer les sources de courant par des circuits ouverts et la source de tension V_{in} par un court-circuit. Le circuit équivalent est le suivant :



Si Z_{in} est infini en comparaison avec la résistance de $39\text{ k}\Omega$ et que $I_{b+} = 0\text{ A}$, alors V_{off} se retrouve au complet à l'entrée V_+ de l'ampli-op. En analysant le circuit, on peut conclure que nous avons un amplificateur non-inverseur avec un gain :

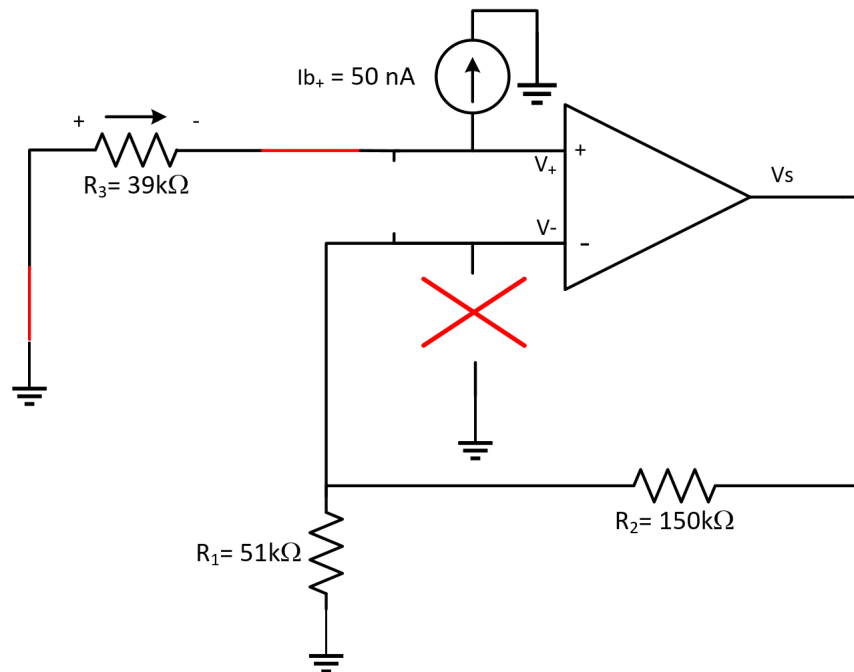
$$A_{V0CL} = 1 + R_2/R_1 = 3.94\text{ V/V}$$

Ainsi, si $V_{off} = 5\text{ mV}$, $V_s = 19.7\text{ mV}$

Notez que si on respecte la polarisation de la source de tension qui modélise V_{off} et la loi des tensions de Gustav Kirchhoff, nous avons en fait -5 mV à l'entrée V_+ , et donc la tension $V_s = -19.7\text{ mV}$. Ceci dit, comme on désire calculer la tension de décalage maximum à la sortie V_s , il est essentiel d'ajouter la valeur absolue.

2) Décalage de V_s considérant I_{b+}

Tout d'abord, on remplace les sources de tension V_{off} et V_{in} par un court-circuit et la source de courant I_{b-} par un circuit ouvert. Voici le schéma équivalent qui ne tient compte que de I_{b+} seulement :



Si Z_{in} est infini, alors tout le courant I_{b+} passe par la résistance de $39\text{ k}\Omega$. Avec la loi des courants de Kirchhoff, $I_{b+} = I_{R3}$, et en respectant la convention que le courant entre par la borne positive d'une composante passive, ceci crée une tension à l'entrée V_+ de :

$$V_+ = -(I_{b+} * 39\text{k}\Omega) = -1.95\text{ mV}$$

Encore une fois, le schéma équivalent pour cette imperfection est un amplificateur non-inverseur avec un gain de 3.94 V/V .

Donc, la tension de décalage à la sortie V_s pour I_{b+} est de $-1.95\text{ mV} * 3.94\text{ V/V} = -7.68\text{ mV}$

Nous allons utiliser la valeur absolue, soit 7.68 mV .

Certaines personnes étudiantes aborderont le problème sous un autre angle, mais totalement équivalent. Avec $V_+ = V_- = -1.95\text{ mV}$, et si $I_{b-} = 0\text{ A}$, alors selon la loi des courants de Kirchhoff au nœud V_- est :

$$I_{R2} = I_{R1}$$

Selon la loi des tensions :

$$V_s = I_{R2} * R_2 + V_-$$

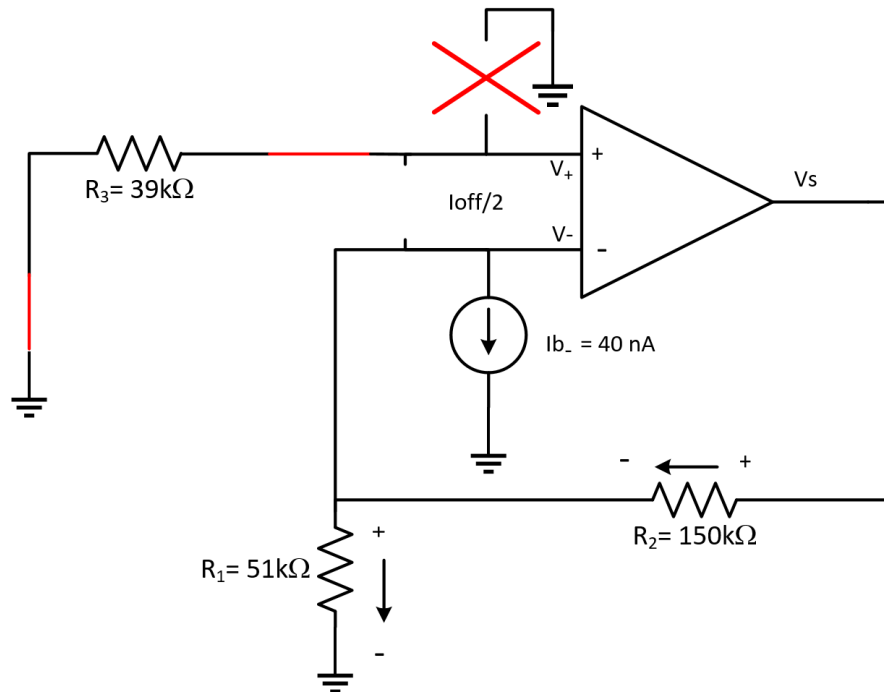
Sachant que $V_+ = V_-$, alors $I_{R1} = V_- / R_1$. En substituant dans l'équation ci-dessus :

$$V_s = (V_-) * (R_2/R_1) + V_-$$

$$V_s = (V_-) * (R_2/R_1 + 1) = -1.95\text{ mV} * (150\text{k}/51\text{k} + 1) = -7.68\text{ mV}$$

3) Décalage de V_s considérant I_{b-}

En remplaçant les 2 sources de tensions par un court-circuit et la source de courant I_{b+} par un circuit ouvert, le schéma équivalent considérant I_{b-} est le suivant :



Avec la loi des courants de Kirchhoff au nœud V_- :

$$I_{R2} = I_{R1} + I_{b-}$$

$$I_{R2} = (V_s - V_-) / R_2$$

$$I_{R1} = ((V_-) - 0) / R_1$$

Donc,

$$(V_s - V_-) / R_2 = (V_-) / R_1 + I_{b-}$$

En isolant V_s ,

$$V_s = (V_-) * (R_2 / R_1 + 1) + (I_{b-}) * R_2$$

Comme $V_{in} = 0$ V, $V_{off} = 0$ V et $I_{b+} = 0$ A, aucun courant ne passe dans la résistance de 39 kΩ et donc $V_+ = 0$ V. Sachant aussi que $V_+ = V_-$, alors :

$$V_s = (I_{b-}) * R_2 = 6 \text{ mV}$$

4) Décalage total

Il faut calculer le pire cas. Donc les signes importent peu. Ainsi, le décalage de V_s pour toutes les imperfections DC présentes est:

$$V_{s_décalage} = 19.7 \text{ mV} + 7.68 \text{ mV} + 6 \text{ mV} = 33.4 \text{ mV} \text{ dans le pire des cas.}$$

Problème 4

Soit un ampli-op avec un produit gain largeur de bande de 20 MHz. Si cet ampli-op est utilisé pour former un circuit d'amplificateur inverseur avec un gain en boucle fermée A_{VCL} de -10 (20 dB), quel est sa fréquence de coupure ? Répétez pour A_{VCL} de 100 (40 dB).

Solution problème 4

Le lieu de Bode d'amplitude d'un ampli-op non idéal correspond à celle d'un passe-bas du premier ordre, avec une pente de -20 dB/Déc. entre la fréquence de coupure et le produit gain-largeur de bande. Sans connaître la fréquence de coupure exacte, on peut partir de la fréquence pour un gain unitaire (i.e. le produit gain-largeur de bande) et remonter la courbe.

Ainsi, pour un gain de 10, la fréquence de coupure est une décade en dessous de 20 MHz, soit 2 MHz. Pour un gain de 100, soit 2 décades plus bas, la fréquence de coupure est de 200 kHz.

Voir l'équation 13.34 p666 :

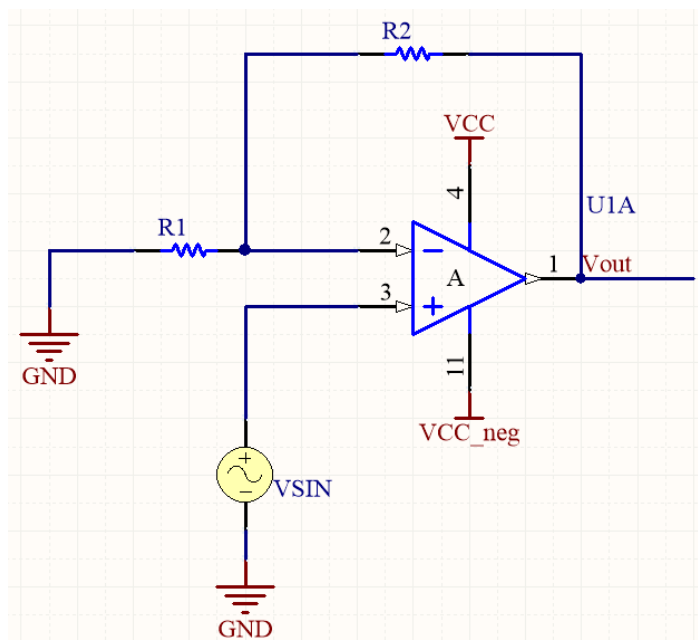
$$f_t = A_{VCL} \times f_{BCL} = A_{VOL} \times f_{BOL}$$

Problème 5

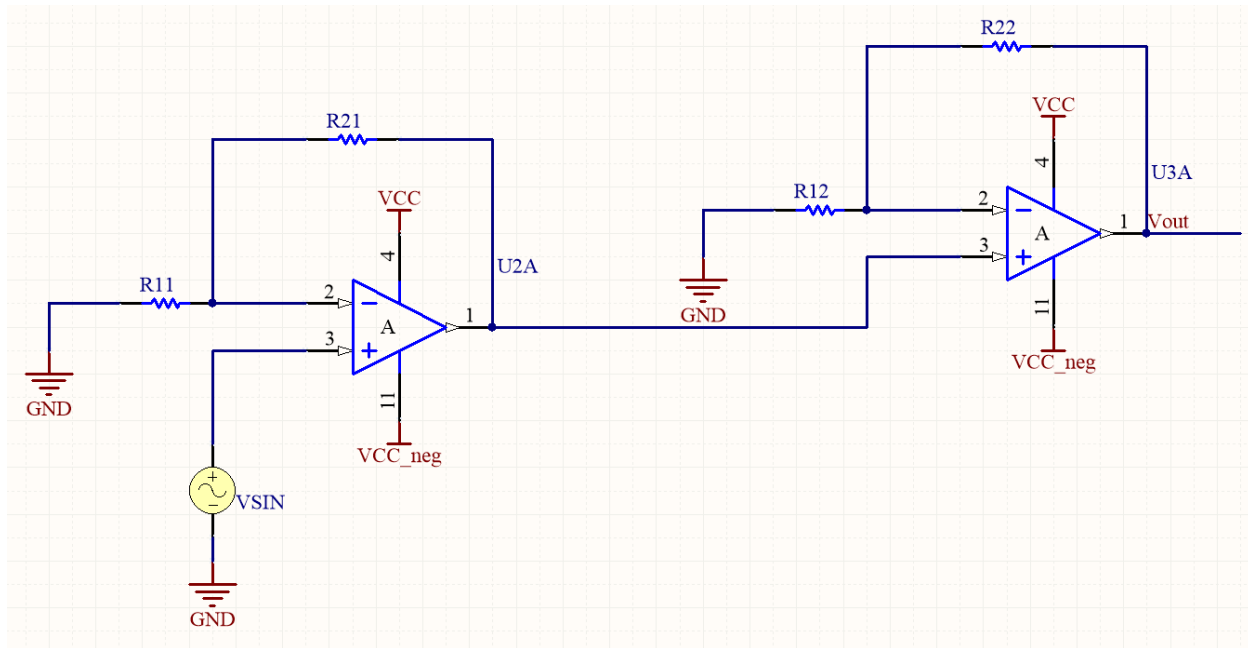
On désire construire un amplificateur non-inverseur avec un gain de 100 à partir d'ampli-op. Ledit ampli-op à un produit gain largeur de bande de 1 MHz. On vous demande de comparer les alternatives ci-dessous.

Écrire l'équation du gain en boucle fermée en fonction de la fréquence pour chaque alternative et comparer la fréquence de coupure des deux solutions.

Alternative 1 : utiliser 1 ampli-op pour obtenir le gain de 100, avec $R2/R1=99$



Alternative 2 : utiliser 2 ampli-ops en cascade pour obtenir le gain de 100, avec $R21/R11=R22/R12=9$



Solution problème 5

Dans les 2 cas, l'équation du gain en boucle fermée en fonction de la fréquence pour chacune des alternatives est donnée par l'équation 13.32 dans Hambley (p666). Notez qu'il y a une erreur dans l'équation 13.32 et au numérateur, au lieu de A_{0OL} , on devrait lire A_{0CL} .

$$A_{CL}(f) = \frac{A_{0CL}}{1+j(f/f_{BCL})}$$

Où A_{0CL} est le gain DC en boucle fermée et f_{BCL} la fréquence de coupure.

Alternative 1)

Le gain en boucle fermée basse fréquence A_{0CL} est de 100. La fréquence de coupure est obtenue sachant que le produit gain-largeur de bande est de 1 MHz, que la pente de la réponse en fréquence d'un ampli-op est de -20 dB/déc. et que le produit du gain et de la fréquence en tout point sur cette droite égale 1 MHz. Ainsi, si à 1 MHz, nous avons un gain de 1, pour un gain de 100, soit deux décades sous le produit gain-largeur de bande, la fréquence de coupure est de 10 kHz. Ainsi,

$$A_{CL}(f) = \frac{100}{1+j(f/10^4)}$$

Alternative 2)

En suivant la même logique, chaque étage aura une fréquence de coupure à 100 kHz pour un gain de 10. Ainsi, pour chacun des étages :

$$A_{CL1}(f) = \frac{10}{1 + j(f/10^5)}$$

$$A_{CL2}(f) = \frac{10}{1 + j(f/10^5)}$$

La réponse en fréquence globale s'obtient en multipliant l'équation du gain en boucle fermée de chacun des étages :

$$A_{CLglobal}(f) = A_{CL1}(f) \times A_{CL2}(f)$$

$$A_{CLglobal}(f) = \frac{100}{[1 + j(f/10^5)]^2}$$

Cela dit, comparativement à l'alternative 1 où la réponse du système est de type passe-bas du premier ordre, car seulement un ampli-op est utilisé, ici deux ampli-ops avec une réponse de type passe-bas du premier ordre sont en cascades. Ainsi, on obtient un système du 2^e ordre et pour trouver la fréquence de coupure nous devons trouver explicitement la fréquence pour un gain de 100 (40 dB) – 3 dB.

Ainsi, 40 dB - 3 dB = 37 dB = 70.7 V/V

$$|A_{CLglobal}(f)| = \frac{100}{\sqrt{1^2 + (f/10^5)^2} \times \sqrt{1^2 + (f/10^5)^2}}$$

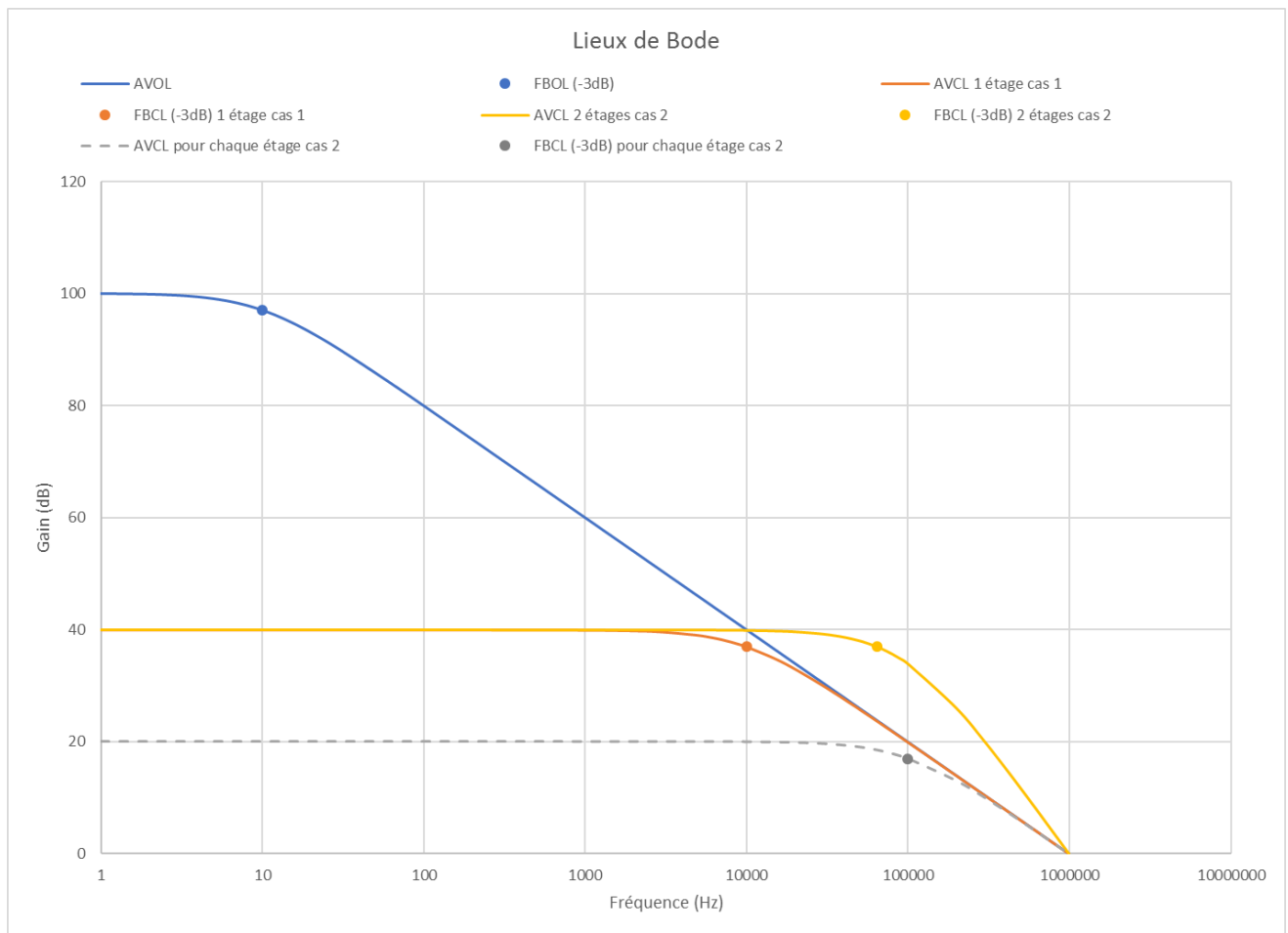
(on calcule le module d'un nombre complexe)

$$|A_{CLglobal}(f)| = 70.7 = \frac{100}{1 + (f_{-3dB}/10^5)^2}$$

Donc un f_{-3dB} de 64.4 kHz.

On peut conclure que l'alternative 2 fournit une bande passante substantiellement plus grande que l'alternative 1.

Voir les lieux de Bode à la page suivante. (FB = fréquence de coupure)



Problème 6

Considérant la bande passante à puissance maximum (traduction libre de *full power bandwidth*, Hambley p671, eq 13.36) des ampli-ops LF444, LM324 et TL062, quelle est la fréquence maximum respective pour chacun des ampli-ops pour obtenir 1 Volt à la sortie ?

Solution problème 6

- 1) On doit trouver le taux de balayage (slew rate – SR ci-dessous) de chaque ampli-op à partir des fiches techniques
- 2) On calcul la bande passante à puissance maximum grâce à :

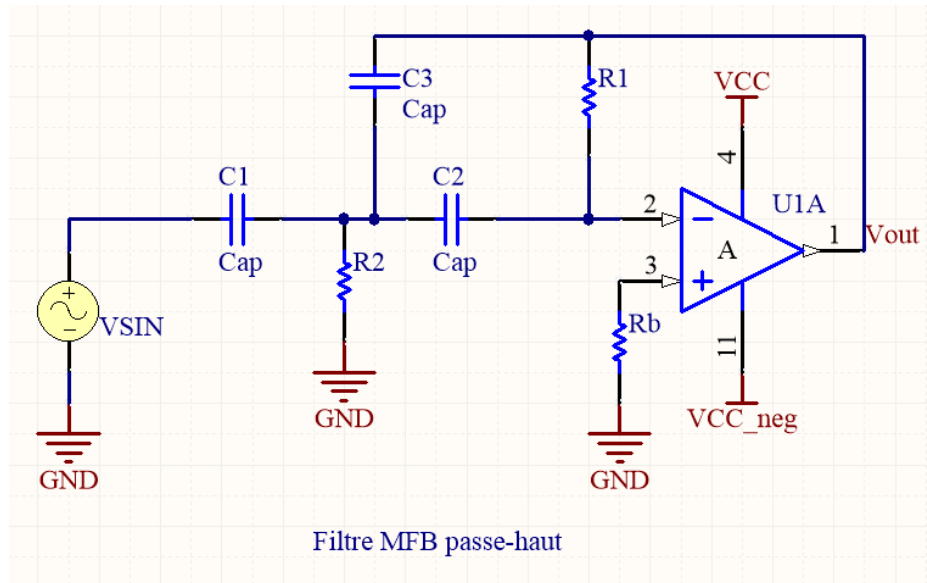
$$f_{FP} = \frac{SR}{2 \times \pi \times V_{out-max}}$$

	Taux de balayage	Bande passante à puissance maximum
LF444	1 V/μs	159 kHz
LM324	0.5 V/μs (voir figure 7)	79,6 kHz
TL062	3.5 V/μs	557 kHz

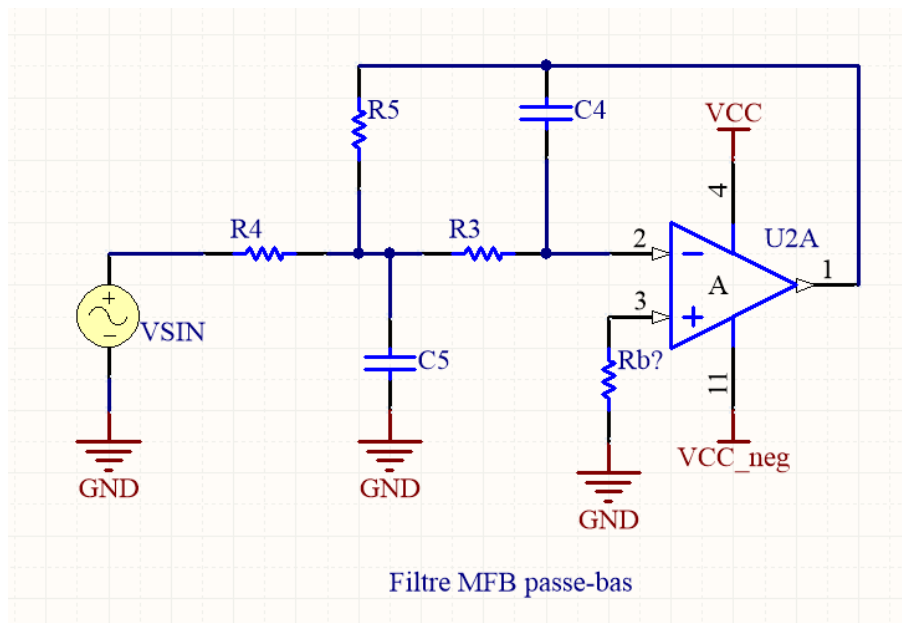
Problème 7

Pour les deux schémas ci-dessous, trouver la valeur de R_b respective pour annuler l'effet des courants de polarisation I_b .

Cas 1)



Cas 2)



Solution problème 7

Les courants I_b sont DC. Il faut trouver la résistance équivalente au nœud V- pour trouver R_b . Les condensateurs deviennent donc des circuits ouverts, la source V_{SIN} à l'entrée est mise à la masse et on pose une tension à la sortie $V_{out} = 0\text{ V}$ (le but est d'avoir $V_{out} = 0\text{ V}$ pour $V_{in} = 0\text{ V}$).

Cas 1) $R_b = R_1$

Cas 2) $R_b = R_3 + R_4 // R_5$

Problème 8

Vrai ou faux ? Justifier si possible.

- a) Un ampli-op idéal à une impédance d'entrée nulle et une impédance de sortie infinie.
FAUX. On veut une impédance d'entrée infinie pour que le signal de la source soit transféré complètement aux bornes de l'ampli-op. De la même façon, on veut une impédance de sortie faible pour que le signal à la sortie de l'ampli-op soit complètement transféré à la charge.
- b) La tension de sortie d'un ampli-op non idéal est limitée et dépend de la conception interne de l'ampli-op. Quand le signal de sortie tente de dépasser ces limites, le signal de sortie est tronqué.
VRAI. Les 2 imperfections sont le courant de sortie maximum, qui dépend principalement de la valeur de la charge à la sortie, ainsi qu'en deuxième ordre des résistances dans le feedback. Si le circuit est bien conçu, les résistances du feedback n'ont généralement pas d'effet. Deuxièmement, il y a la tension de sortie maximum qui dépend des alimentations du circuit. Selon les modèles d'ampli-op, certains permettront d'avoir une tension maximum en sortie égale aux alimentations, d'autres auront une limite légèrement inférieure aux alimentations.
- c) Le courant de sortie maximum d'un ampli-op limitera la tension de sortie davantage pour une résistance de charge élevée plutôt que faible.
FAUX. $I_{out} = V_{out}/R_L$, où R_L est la charge. Plus la charge est faible plus le courant demandé est grand.
- d) Le produit gain largeur de bande d'un ampli-op change selon le gain en boucle fermée en fonction du gain en boucle ouverte.
FAUX. Cette caractéristique est propre à l'ampli-op lui-même et non du circuit qui en résulte (en boucle fermée). Le produit gain largeur de bande est constant pour un ampli-op donné.
- e) Après sa fréquence de coupure, le gain d'un ampli-op réel diminue de -40 déc./dB.
FAUX. -20 dB/décade. Donc 2 erreurs possibles ici :
 - 1) -20 au lieu de -40 (premier ordre)
 - 2) dB/décade et non décade/dB.

Le lieu de Bode d'amplitude d'un ampli-op correspond à un système passe-bas du premier ordre, donc -20 dB/décade.

Problème 9

Selon la fiche technique de l'ampli-op OP467 :

- a) Quel est le produit gain-largeur de bande lorsqu'il est polarisé entre ± 15 V et lorsqu'il est polarisé entre ± 5 V ?
Entre ± 15 V : 28 MHz
Entre ± 5 V : 22 MHz
- b) Quel est le taux de balayage maximum pour un gain en boucle fermée de -1 lorsqu'il est polarisé entre ± 15 V et lorsqu'il est polarisé entre ± 5 V ?
Entre ± 15 V : 350 V/ μ s
Entre ± 5 V : 90 V/ μ s
- c) Quel est le courant de polarisation I_b lorsqu'il est polarisé entre ± 15 V et lorsqu'il est polarisé entre ± 5 V, considérant la plage d'opération en température entre -40° Celsius et 85° Celsius ?
Entre ± 15 V : 150 nA (typ), 700 nA (max)
Entre ± 5 V : 150 nA (typ), 700 nA (max)
- d) Selon la figure 6, quel est le produit gain largeur de bande ?
Légèrement sous les 40 MHz

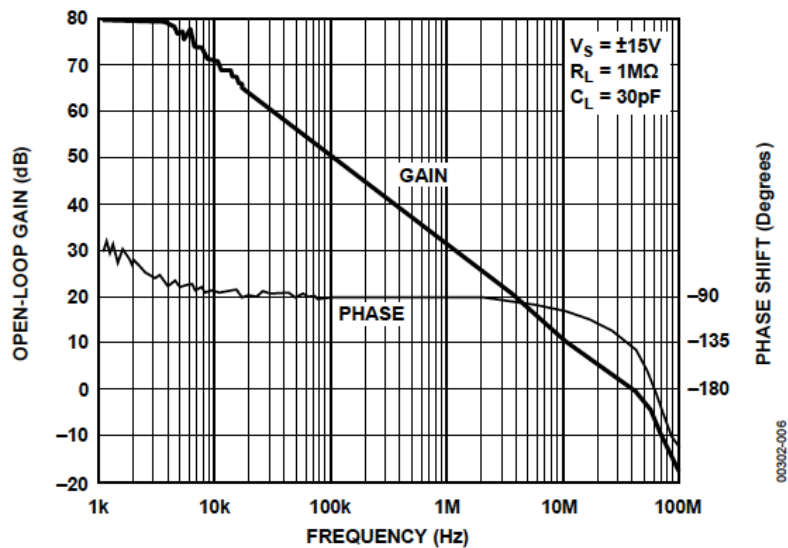


Figure 6. Open-Loop Gain, Phase vs. Frequency