

# Électricité et électronique

## TP2 : Réalisation d'un amplificateur audio - 1<sup>ère</sup> partie : analyse du montage

### Corrigé

#### Pré-requis

Avant la séance, vous aurez lu attentivement cet énoncé. Vous aurez par ailleurs revu :

- Les notions d'électricité suivantes sont à relire avant la séance :
  - adaptation d'impédance : §§4.1 à 4.3 du syllabus ELECH2001
  - décibels et logarithmes : §9.1
  - filtres RC et RL du premier ordre : §§6.2.4 et 6.3.3, 9.4 et 9.5, 9.6.1 et 9.6.2, 9.7.1 et 9.7.2
- Les notions d'électronique suivantes sont à relire avant la séance :
  - amplification d'un signal analogique au moyen d'un amplificateur opérationnel : fichier Slides06a
  - montages inverseur et non-inverseur : fichier Slides06b
  - relation entre gain et bande passante d'un ampli-op : fichier Slides06e

#### But de la manipulation

Les buts de cette manipulation sont :

- analyser un montage électronique courant (dans ce cas-ci : un ampli audio) ;
- illustrer quelques fonctions de base en électronique ;
- illustrer l'utilisation des amplificateurs opérationnels dans une application réaliste.

#### Aquis d'apprentissage

A la fin de ce laboratoire, vous devez :

- être capable d'expliquer le fonctionnement de notre ampli audio ;
- avoir réalisé qu'on peut comprendre le fonctionnement d'un circuit électronique complexe en identifiant des blocs (étages ampli-op, filtres) et en les analysant séparément, pour après comprendre le fonctionnement de l'ensemble ;
- utiliser ce principe pour analyser un montage électronique.

# 1 Manipulation

## 1.1 Définition du problème

On désire réaliser un amplificateur dans la gamme des fréquences audio. Il sera utilisé pour amplifier le signal provenant de la sortie audio d'un ordinateur ou de votre téléphone<sup>1</sup>, et piloter un haut-parleur (HP).

On dispose des informations suivantes (voir schéma en ANNEXE A) :

- La plage des fréquences audio s'étend de 20Hz à 20kHz.
- Vous devez régler votre source pour qu'elle produise un signal d'environ 25 mV crête à la sortie du diviseur résistif, avec une impédance de sortie d'environ 100k $\Omega$ .
- Le dernier étage ("étage de sortie") est un amplificateur de puissance ayant une sortie différentielle pour pouvoir connecter un haut-parleur.
- Le haut-parleur (HP) se comporte comme une résistance de 16 $\Omega$  (impédance habituelle d'un HP) dans la plage des fréquences audio. Sa puissance est limitée à 500mW.
- Le gain minimum de l'ampli audio doit idéalement valoir 0 pour pouvoir annuler totalement le volume.

## 1.2 Découpage en blocs

### Question 1.1.

*Dans le montage donné en ANNEXE A, identifiez les différents **composants** situés entre la source et l'amplificateur de puissance.*

**Réponse :**

Ampli-op, résistances, condensateurs, potentiomètres

Pour analyser un circuit électronique complexe, il est plus facile de commencer par identifier les différentes fonctions principales (amplification, filtrage, etc) réalisées dans ce circuit et de découper le montage en blocs. Ensuite, on pourra étudier ces différents blocs séparément. Selon la complexité du circuit, ces opérations pourront être itératives, c'est-à-dire qu'on pourra découper ces blocs en sous-blocs, etc.

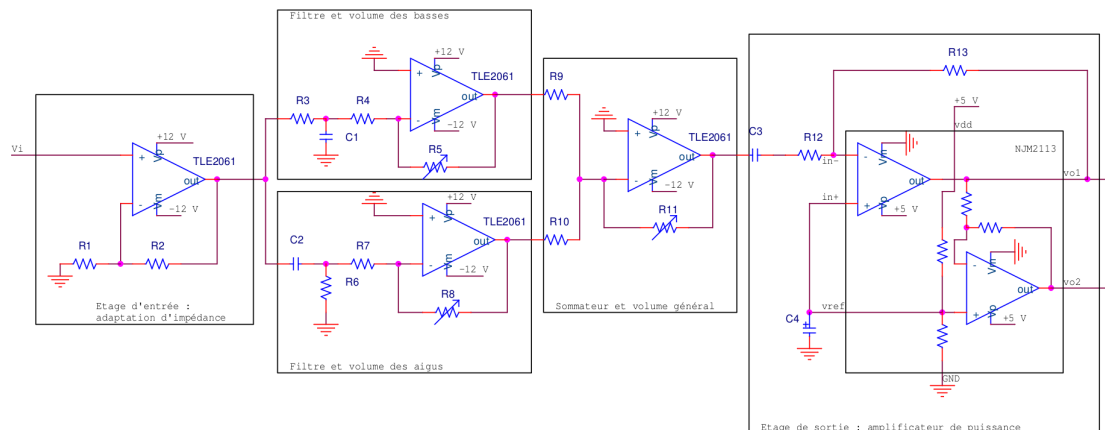
---

1. Étant donné que cette sortie est déjà amplifiée, afin qu'on puisse par exemple y connecter une paire d'écouteurs, nous allons artificiellement dégrader le signal à l'aide d'un diviseur résistif.

### Question 1.2.

Sur le schéma, identifiez et encadrez les différentes **fonctions** du montage.

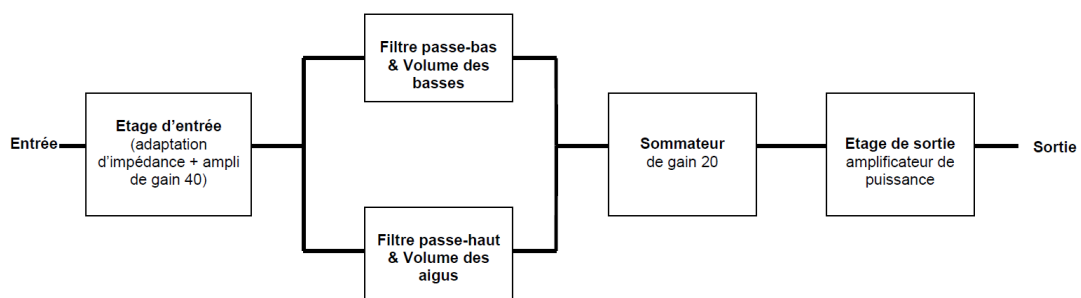
Réponse :



### Question 1.3.

Redessinez un schéma bloc du montage en y indiquant la fonctionnalité de chaque bloc.

Réponse :



## 1.3 Analyse préliminaire

Une propriété importante des ampli-op est leur produit "gain.bande passante". Le produit "gain.bande passante" d'un montage amplificateur à ampli-op est **constant** : si l'on augmente le gain du montage, la bande passante diminue et inversement (ceci est

lié aux propriétés de la rétroaction - sans démonstration). Comme on va le voir, le produit "gain.bande passante" intervient dans le dimensionnement d'un montage à ampli-op.

Rappel : la bande passante est la plage de fréquence dans laquelle un circuit fonctionne sans que sa sortie ne soit atténuée de plus d'un facteur  $\sqrt{2}$ .

Pour notre montage, nous avons choisi d'utiliser des ampli-op TLE2061.

#### Question 1.4.

*A l'aide de la notice du constructeur (voir Annexe B), donnez le produit « gain bande passante », les impédances d'entrée et de sortie et le courant maximum de sortie de cet ampli-op.*

**Réponse :**

- $G.BW = 1,5\text{MHz}$
- $Z_{\text{in}} = 10\text{T}\Omega + 4\text{pF}$
- $Z_{\text{out}} = 280\Omega$
- $I_{\text{out\_sortant}} = 80\text{mA}$

#### Question 1.5.

*Calculez le gain maximum d'un étage à TLE2061 qui respecte la bande passante voulue.*

**Réponse :**

$$BW = 20\text{kHz} \Rightarrow G_{\text{max}} = 75$$

#### Question 1.6.

*A partir de cette dernière valeur, on peut déterminer le nombre minimum d'étages d'amplification.*

- *Pour cela, nous avons besoin de la valeur de crête maximum supportée par le HP. Déterminez-la.*
- *Déduisez-en le gain maximum du montage.*
- *A partir de ce gain maximum du montage et du gain maximum d'un étage, déterminez le nombre d'étages nécessaire.*

**Réponse :**

- $p = \frac{V_{\text{eff}}^2}{R} \Rightarrow V_{\text{crete}}^2 = P \times R \times 2 = 16 \Rightarrow V_{\text{crete}} = 4\text{V}$
- $G_{\text{max}} = \frac{4\text{V}}{25\text{mV}} = 160$
- 2 étages nécessaires car  $75^2 = 5625 > 160$

## 1.4 1<sup>er</sup> étage

### Question 1.7.

*Sur base du schéma, indiquez :*

- *Quel est le type de montage à ampli-op ?*
- *Quel est le gain de cet étage ?*
- *Sur base des caractéristiques de ce type de montage et de la source placée à son entrée, justifiez son choix.*

**Réponse :**

- Montage en non-inverseur
- $G = 1 + \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow G = 40$
- La résistance de sortie de la source est  $100k\Omega$ . Or pour avoir une adaptation d'impédance, on doit avoir  $R_{\text{source}} \ll R_{\text{in}} \Rightarrow$  Montage non-inverseur.

## 1.5 2<sup>ème</sup> étage

### Question 1.8.

*Du point de vue adaptation d'impédance, est-il raisonnable de connecter ce second étage au premier ?*

**Réponse :**

Oui, tant que l'impédance d'entrée des montages en aval est beaucoup plus grande que  $280\Omega$ .

Le deuxième étage peut être divisé en deux blocs mis en parallèle qui eux-mêmes peuvent être divisés en deux sous-blocs. Le premier sous-bloc est un filtre et le second un ampli.

### Question 1.9.

*Quel est le type de montage à ampli-op ?*

**Réponse :**

Montage en inverseur

### Question 1.10.

*Respectons-nous bien l'adaptation d'impédance entre le filtre et l'ampli ?*

**Réponse :**

$R_{\text{out}} \ll R_{\text{in}}$

**Question 1.11.**

*Quel est le gain de cet ampli ?*

**Réponse :**

$$G_{\max} = -1$$

**Question 1.12.**

*Pour quelle raison avons-nous choisi ce type de montage alors que l'autre type de montage aurait permis d'utiliser des résistances de plus faible valeur ?*

**Réponse :**

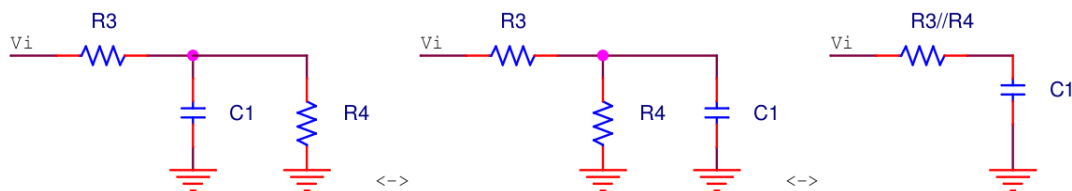
Pour pouvoir annuler les basses ou les aigus.

**Question 1.13.**

*Quelle est la fréquence de coupure du filtre ?*

**Réponse :**

Pour calculer la fréquence de coupure du filtre, il faut tenir compte de l'impédance d'entrée de l'ampli :



$$R_3 = 2.7k\Omega \parallel R_4 = 100k\Omega \parallel C_1 = 100nF$$

$$\omega = \frac{1}{\tau} \text{ et } \omega = 2\pi f \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi\tau} \text{ avec } \tau = RC$$

$$R = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} = 2629\Omega \Rightarrow \tau = 2,63 \times 10^{-4} \\ \Rightarrow f = 605,15\text{Hz}$$

Autre méthode si on ne se souvient pas de la constante de temps :

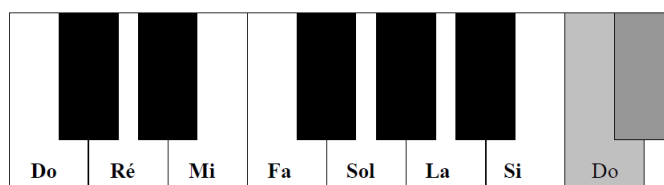
La fréquence de coupure se produit, dans un circuit RC, quand l'impédance de la résistance est égale (en norme) à l'impédance du condensateur :

$$|Z_R| = |Z_C| \Rightarrow R = \frac{1}{\omega C} \Rightarrow \omega = \frac{1}{RC} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi RC}$$

Il suffit donc de calculer R comme précédemment pour trouver la réponse.

Pour quelle raison avons-nous choisi une telle fréquence de coupure ? La première idée qui vient à l'esprit est de placer la fréquence de coupure au milieu de la bande audio (20Hz à 20kHz), pour la diviser en deux parts égales. La fréquence de coupure divisant basses et aigües serait alors de 10kHz environ.

C'est une bonne idée, mais il y a une subtilité : l'oreille humaine possède une sensibilité logarithmique à la fréquence : l'écart perçu par une oreille humaine entre deux notes ne dépend pas de la différence des deux fréquences mais du rapport de ces deux fréquences. Pour s'en persuader, il suffit de regarder les fréquences des notes de musique. Elles sont organisées en octaves ; une octave comprend 12 tons, également espacés ; ils correspondent aux 12 touches d'un piano :



Le tableau ci-dessous donne les fréquences des notes de musique (en Hz), pour 2 octaves consécutives :

Do <sub>4</sub>	Do <sub>#4</sub>	Ré <sub>4</sub>	Mi <sub>b4</sub>	Mi <sub>4</sub>	Fa <sub>4</sub>	Fa <sub>#4</sub>	Sol <sub>4</sub>	La <sub>b4</sub>	La <sub>4</sub>	Si <sub>b4</sub>	Si <sub>4</sub>
261,63	277,18	293,66	311,13	329,63	349,23	369,99	392,00	415,31	440,00	466,16	493,88
Do <sub>5</sub>	Do <sub>#5</sub>	Ré <sub>5</sub>	Mi <sub>b5</sub>	Mi <sub>5</sub>	Fa <sub>5</sub>	Fa <sub>#5</sub>	Sol <sub>5</sub>	La <sub>b5</sub>	La <sub>5</sub>	Si <sub>b5</sub>	Si <sub>5</sub>
523,25	554,36	587,32	622,26	659,26	698,46	739,98	784,00	830,62	880,00	932,32	987,76

On voit que :

- d'une octave à l'autre, la fréquence a été multipliée par 2
- d'un ton au suivant, la fréquence a été multipliée par  $\sqrt[12]{2}$ . La fréquence des notes de musique forme donc une suite géométrique de  $\sqrt[12]{2}$ .

De ceci, on peut déduire que la fréquence séparant les basses des aigus doit être la moyenne *géométrique*<sup>2</sup> (et non la moyenne arithmétique) des fréquences extrêmes de la gamme audio. Les bonnes oreilles humaines entendent les notes depuis le Do<sub>0</sub> (16,35Hz) jusqu'au Do<sub>10</sub> (16742Hz), soit 10 octaves.

Une fréquence logique pour diviser cette gamme "en deux" (basses/aigües) est donc le Do<sub>5</sub>.

N.B. : Une autre valeur "moyenne" possible est le La<sub>4</sub> (440Hz), la note sur laquelle on accorde les instruments ; c'est aussi celle que vous entendez lorsque vous décrochez votre téléphone.

---

2. Rappel : moyenne géométrique de a et de b =  $\sqrt{a \times b}$

## 1.6 3<sup>ème</sup> étage

### Question 1.14.

En considérant des tensions  $V_{i1}$  et  $V_{i2}$  entrant respectivement dans cet étage par les résistances  $R_9$  et  $R_{10}$ , donnez la tension de sortie en fonction de  $V_{i1}$ ,  $V_{i2}$ ,  $R_9$ ,  $R_{10}$  et  $R_{11}$ . (indication : utiliser les théorèmes du zéro virtuel et de superposition)

#### Réponse :

Nous allons utiliser le théorème de superposition. Commençons en ne considérant que la source  $V_{i1}$  et remplaçons les sources de tension par des courts-circuits et les sources de courant par des circuits-ouverts.

En appliquant le théorème du zéro virtuel, l'entrée inverseuse de l'ampli-op est à 0V. Ce qui implique qu'aucun courant ne circule dans la résistance  $R_{10}$  puisque la différence de potentiel aux bornes de cette résistance est nulle.

Comme le courant ne peut rentrer par la borne inverseuse de l'ampli-op, on a  $i_1 = i_2$ , avec  $i_1$  le courant circulant dans  $R_9$  et  $i_2$  celui dans  $R_{11}$ , tous deux dirigés vers la droite du montage.

$$V_{o1} = -i_2 \times R_{11} \text{ et } i_1 = \frac{V_{i1}}{R_9} \Rightarrow V_o = -\frac{R_{11}}{R_9} \times V_{i1}$$

On peut refaire le même raisonnement pour la source  $V_{i2}$  et en remplaçant  $V_{i1}$  par un court-circuit. Ce qui donne :

$$V_{o2} = -\frac{R_{11}}{R_{10}} \times V_{i2}$$

Par le théorème de superposition, on obtient :

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} = -\frac{R_{11}}{R_9} \times V_{i1} - \frac{R_{11}}{R_{10}} \times V_{i2}$$

Ce qui peut être simplifié du fait que  $R_{10} = R_9$  :

$$V_o = -\frac{R_{11}}{R_9} \times (V_{i1} + V_{i2})$$

### Question 1.15.

Quel est la plage de gain ?

#### Réponse :

De 0 à -20 ( $-\frac{R_{11}}{R_9} \cong -4.5$ )

## 1.7 Etage de sortie

Les HP ne supportent pas qu'on leur applique des tensions continues ; en effet, la partie électrique d'un HP est essentiellement composée d'une bobine dont l'impédance est quasi nulle en continu. Il faudra donc éliminer cette composante continue.



### 1.7.1 Explication de l'amplificateur de puissance

On peut remarquer que la résistance de charge est de faible valeur ; cela implique qu'il faut pouvoir lui fournir un courant important :

$$I_{\text{out}_{\text{max}}} = \frac{V_{\text{out}_{\text{max}}}}{R_{\text{HP}}} = \frac{4\text{V}}{16\Omega} = 250\text{mA}$$

Où  $V_{\text{out}_{\text{max}}}$  est la valeur crête maximum supportée par le haut-parleur calculée en 1.3).

C'est beaucoup plus que ce que peut fournir un TLE2061. Il faut donc ajouter un 3<sup>e</sup> étage, appelé étage de sortie, dont le rôle est de fournir le courant nécessaire à la charge. Il existe des amplis-op spécialement conçus pour réaliser ces étages de sortie.

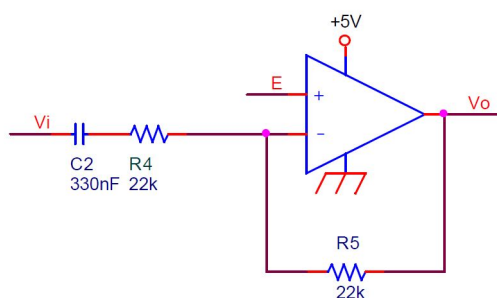
Les fabricants conseillent d'utiliser ces amplis-op dans des montages dont le gain est faible (typiquement  $A = 1$ ), pour optimiser leurs performances. Leur but n'est donc pas d'amplifier une tension d'entrée, mais de fournir le courant nécessaire à la charge.

On utilisera l'ampli-op NJM2113 ; il peut fournir une puissance de 550mW à une charge de  $16\Omega$ . Il a été spécialement conçu pour les applications demandant une faible puissance sonore : GSM, baladeur, lecteur mp3, carte son,...

Malheureusement, ces appareils ne disposent en général que d'une source de tension de 5V (produite en régulant la tension de la batterie ou des piles) ; il est donc impossible d'alimenter les ampli-op de manière symétrique ( $+12\text{V}/-12\text{V}$ ,  $+5\text{V}/-5\text{V}$ , etc). Le NJM2113 a donc été spécialement conçu pour être alimenté en  $+5\text{V}/0\text{V}$ .

Cela a une conséquence importante (et gênante) : les limites d'écrtage de l'ampli ne sont plus symétriques et en particulier, le signal de sortie ne peut plus devenir négatif.

On ne peut donc pas amplifier directement notre signal (qui est purement alternatif) avec cet ampli. On doit ajouter au signal une composante continue, pour que celui-ci ne devienne jamais négatif :



Dans le schéma ci-dessus,  $V_i$  est le signal que l'on veut amplifier (signal utile) et E est une tension continue (à déterminer) qui va empêcher la tension de sortie de devenir négative. On a ajouté un condensateur en série avec l'entrée, pour supprimer l'éventuelle composante continue de  $V_i$ . Cet étage a donc un comportement de filtre passe-haut ; sa fréquence de coupure est de 20Hz.

Classiquement, on choisit la valeur de E qui maximise l'amplitude admissible de  $V_i$ . Si  $V_i$  est symétrique comme ici, E doit être au milieu de la gamme d'alimentation de l'ampli-op ( $0 - 5\text{V}$ ), donc  $E = 2,5\text{V}$  pour permettre une valeur crête maximale de  $V_i$  de 2,5V également.

**Question 1.16.**

*En considérant la fréquence de  $V_i$  supérieur à 20Hz telle que l'on puisse considérer le condensateur  $C_2$  comme un court-circuit, montrez (par exemple en utilisant le principe de superposition) qu'on obtient  $V_o = E - V_i$*

**Réponse :**

En utilisant de principe de superposition, on va travailler source par source, calculer la tension de sortie pour chaque cas et additionner les valeurs obtenues :

1. On va d'abord considérer uniquement la source  $V_i$  (on annule donc  $E$ ) : le montage se résume donc à un inverseur et  $V_{o1} = -\frac{R_5}{R_4} V_i = -V_i$
2. On va ensuite considérer uniquement la source continue  $E$  (on annule donc  $V_i$ ) : il faut faire attention au fait qu'en annulant  $V_i$ , la capacité  $C_2$  joue le rôle d'un circuit ouvert et qu'aucun courant ne circule dans les résistances. De ce fait, le montage se résume à un suiveur pour la tension continue donc  $V_{o2} = E$
3. On additionne les tensions de sorties obtenues séparément :

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} = E - V_i$$

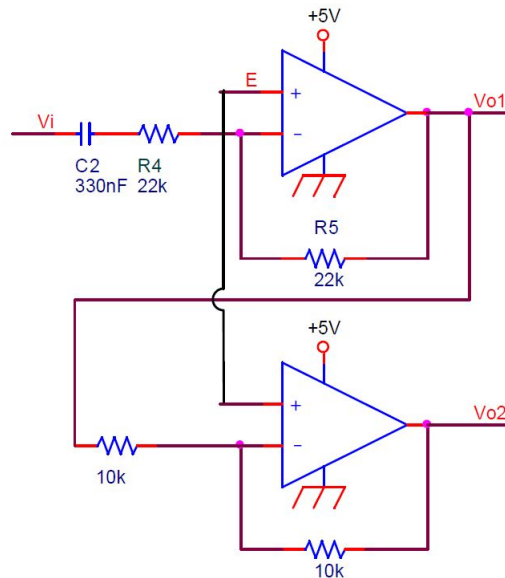
Avec ce montage, on arrive donc à amplifier notre signal d'entrée sans être gêné par les limites d'écrouissage de l'ampli-op. Ce montage a cependant un gros inconvénient : sa tension de sortie a une composante continue importante (2,5V) ; on ne peut donc connecter directement un HP à sa sortie.

On pourrait placer un condensateur entre la sortie de l'ampli et le HP pour créer un filtre passe-haut, mais la valeur de ce condensateur devrait être très élevée pour avoir une fréquence de coupure de 20Hz :

$$C = \frac{1}{2\pi R_{HP} f_c} = 995\mu F$$

1mF est une valeur de capacité qui n'est pas irréaliste, mais qui est à la limite de ce qui est réalisable. Un condensateur de 1mF se présente typiquement sous la forme d'un cylindre de 1 à 2cm de diamètre et de 4cm de hauteur ; il s'agit donc d'un élément volumineux, peu adapté pour être inclus dans un appareil portable.

Les concepteurs du NJM2113 ont donc imaginé une astuce pour éviter de devoir utiliser un tel condensateur :

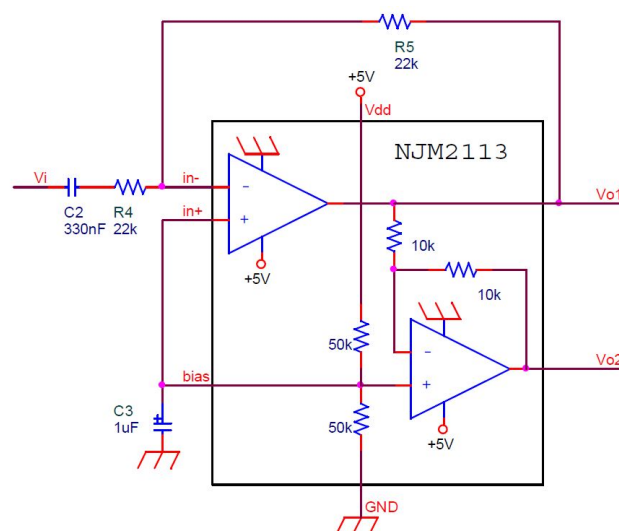


On peut vérifier que :

$$V_{o1} = E - V_i \text{ et } V_{o2} = E + V_i \Rightarrow V_o = V_{o2} - V_{o1} = 2V_i$$

En plaçant notre HP entre les sorties des deux amplis, on lui applique une tension purement alternative : puisque les deux tensions de sortie ont la même composante continue, ces dernières s'annulent.

Le circuit NJM2113 intègre presque toute cette solution :



Le circuit intégré (partie encadrée) contient : les 2 amplis-op, les résistances de rétroaction du 2<sup>ème</sup> ampli et un diviseur résistif pour créer la tension continue E de 2,5V. Nous devons ajouter à l'extérieur : les résistances de rétroaction du 1<sup>er</sup> ampli, le condensateur du filtre passe-haut et un condensateur de grande valeur en parallèle sur la tension continue de 2,5V (C<sub>3</sub>). Ce condensateur sert à stabiliser la tension continue (il forme un filtre passe-bas avec le diviseur résistif).

## 1.8 Montage complet

### Question 1.17.

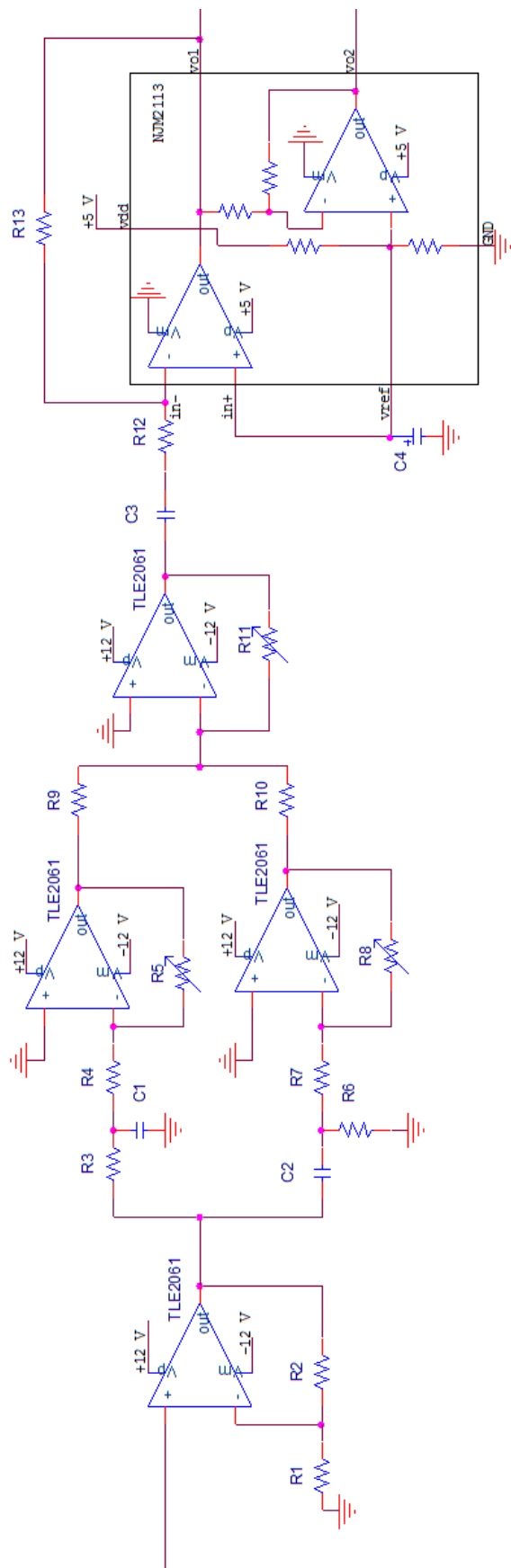
*Maintenant que nous avons analysé tous les blocs du montage, vérifiez que le gain total correspond bien à celui calculé à la sous-section 1.3.*

**Réponse :**

$$G_{\text{Total}} = 4.5 \times 40 = 180$$

, ce qui est même un peu plus que ce qui est nécessaire. Pour éviter la saturation, il sera possible de régler le potentiomètre R<sub>11</sub> afin de légèrement diminuer le gain du troisième étage.

## ANNEXE A : Schéma de montage

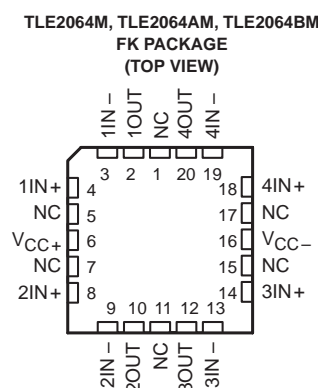
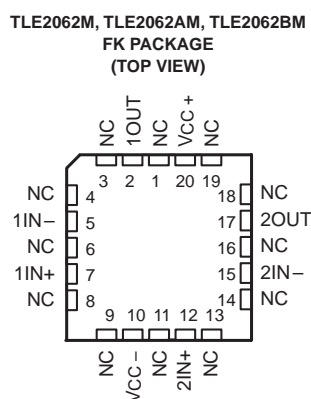
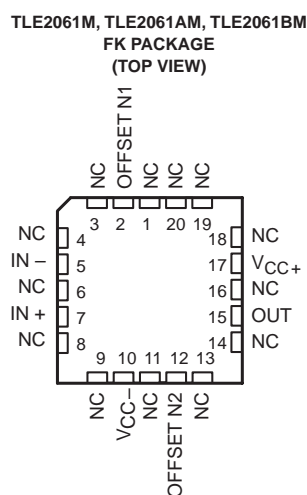
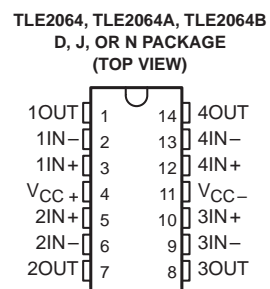
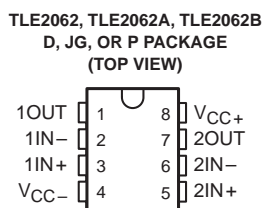
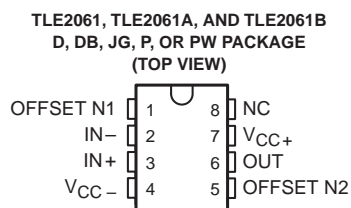


$R_1 = 1k\Omega$	$R_2 = 39k\Omega$	$R_3 = 2.7k\Omega$	$R_4 = 100k\Omega$	$R_5 = 100k\Omega$	$R_6 = 2.7k\Omega$
$R_7 = 100k\Omega$	$R_8 = 100k\Omega$	$R_9 = 22k\Omega$	$R_{10} = 22k\Omega$	$R_{11} = 100k\Omega$	$R_{12} = 22k\Omega$
$R_{13} = 22k\Omega$	$C_1 = 100nF$	$C_2 = 100nF$	$C_3 = 330nF$	$C_4 = 1\mu F$	

## ANNEXE B : Datasheet TLE2061

### TLE206x, TLE206xA, TLE206xB, TLE206xY EXCALIBUR JFET-INPUT HIGH-OUTPUT-DRIVE μPOWER OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS193A – FEBRUARY 1997 – REVISED MARCH 1998



NC – No internal connection

**TLE206x, TLE206xA, TLE206xB, TLE206xY**  
**EXCALIBUR JFET-INPUT HIGH-OUTPUT-DRIVE**  
**μPOWER OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS193A – FEBRUARY 1997 – REVISED MARCH 1998

**absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)<sup>†</sup>**

Supply voltage, $V_{CC+}$ (see Note 1)	19 V
Supply voltage, $V_{CC-}$	–19 V
Differential input voltage, $V_{ID}$ (see Note 2)	±38 V
Input voltage range, $V_I$ (any input)	± $V_{CC}$
Input current, $I_I$ (each input)	±1 mA
Output current, $I_O$	±80 mA
Total current into $V_{CC+}$	80 mA
Total current out of $V_{CC-}$	–80 mA
Duration of short-circuit current at (or below) 25°C (see Note 3)	unlimited
Continuous total dissipation	See Dissipation Rating Table
Operating free-air temperature range, $T_A$ : C suffix	0°C to 70°C
I suffix	–40°C to 85°C
M suffix	–55°C to 125°C
Storage temperature range	–65°C to 150°C
Case temperature for 60 seconds: FK package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D, P, or PW package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: JG package	300°C

<sup>†</sup> Stresses beyond those listed under “absolute maximum ratings” may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under “recommended operating conditions” is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between  $V_{CC+}$  and  $V_{CC-}$ .
  2. Differential voltages are at  $IN+$  with respect to  $IN-$ .
  3. The output may be shorted to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the maximum dissipation rating is not exceeded.

**DISSIPATION RATING TABLE**

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR ABOVE $T_A = 25^\circ\text{C}$	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING
D–8	725 mW	5.8 mW/°C	464 mW	377 mW	145 mW
D–14	950 mW	7.6 mW/°C	608 mW	494 mW	190 mW
FK	1375 mW	11.0 mW/°C	880 mW	715 mW	275 mW
J	1375 mW	11.0 mW/°C	880 mW	715 mW	275 mW
JG	1050 mW	8.4 mW/°C	672 mW	546 mW	210 mW
N	1150 mW	9.2 mW/°C	736 mW	598 mW	230 mW
P	1000 mW	8.0 mW/°C	640 mW	520 mW	200 mW
PW	525 mW	4.2 mW/°C	336 mW	—	—

**recommended operating conditions**

		C SUFFIX		I SUFFIX		M SUFFIX		UNIT
		MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, $V_{CC\pm}$		±3.5	±18	±3.5	±18	±3.5	±18	V
Common-mode input voltage, $V_{IC}$	$V_{CC\pm} \pm 5\text{ V}$	–1.6	4	–1.6	4	–1.6	4	V
	$V_{CC\pm} \pm 15\text{ V}$	–11	13	–11	13	–11	13	
Operating free-air temperature, $T_A$		0	70	–40	85	–55	125	°C

**TLE206x, TLE206xA, TLE206xB, TLE206xY**  
**EXCALIBUR JFET-INPUT HIGH-OUTPUT-DRIVE**  
**μPOWER OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS193A – FEBRUARY 1997 – REVISED MARCH 1998

**TLE2061I electrical characteristics at specified free-air temperature,  $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$  (unless otherwise noted)**

PARAMETER		TEST CONDITIONS	T <sub>A</sub> <sup>†</sup>	TLE2061I, TLE2061AI TLE2061BI			UNIT
				MIN	TYP	MAX	
V <sub>IO</sub>	Input offset voltage		25°C	0.6		3	mV
			Full range	4.3			
			25°C	0.5		1.5	
			Full range	2.9			
			25°C	0.3		0.5	
			Full range	1.3			
αV <sub>IO</sub>	Temperature coefficient of input offset voltage	V <sub>IC</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω	Full range	6		μV/°C	
	Input offset voltage long-term drift (see Note 4)		25°C	0.04		μV/mo	
I <sub>IO</sub>	Input offset current		25°C	2		pA	
			Full range	3		nA	
I <sub>IB</sub>	Input bias current		25°C	4		pA	
			Full range	5		nA	
V <sub>ICR</sub>	Common-mode input voltage range		25°C	–11 to 13	–12 to 16	V	
			Full range	–11 to 13		V	
V <sub>OM+</sub>	Maximum positive peak output voltage swing	R <sub>L</sub> = 10 kΩ	25°C	13.2	13.7	V	
			Full range	13			
		R <sub>L</sub> = 600 Ω	25°C	12.5	13.2	V	
			Full range	12			
V <sub>OM–</sub>	Maximum negative peak output voltage swing	R <sub>L</sub> = 10 kΩ	25°C	–13.2	–13.7	V	
			Full range	–13			
		R <sub>L</sub> = 600 Ω	25°C	–12.5	–13	V	
			Full range	–12			
A <sub>VD</sub>	Large-signal differential voltage amplification	V <sub>O</sub> = ±10 V, R <sub>L</sub> = 10 kΩ	25°C	30	230	V/mV	
			Full range	20			
		V <sub>O</sub> = 0 to 8 V, R <sub>L</sub> = 600 Ω	25°C	25	100		V/mV
			Full range	10			
		V <sub>O</sub> = 0 to –8 V, R <sub>L</sub> = 600 Ω	25°C	3	25		V/mV
			Full range	01			
r <sub>i</sub>	Input resistance		25°C	10 <sup>12</sup>		Ω	
c <sub>i</sub>	Input capacitance		25°C	4		pF	
z <sub>o</sub>	Open-loop output impedance	I <sub>O</sub> = 0	25°C	280		Ω	
CMRR	Common-mode rejection ratio	V <sub>IC</sub> = V <sub>ICR</sub> min, R <sub>S</sub> = 50 Ω	25°C	72	90	dB	
			Full range	65			
k <sub>SVR</sub>	Supply-voltage rejection ratio (ΔV <sub>CC±</sub> /ΔV <sub>IO</sub> )	V <sub>CC±</sub> = ±5 V to ±15 V, R <sub>S</sub> = 50 Ω	25°C	75	93	dB	
			Full range	65			
I <sub>CC</sub>	Supply current	V <sub>O</sub> = 0, No load	25°C	290	350	μA	
			Full range	375			
ΔI <sub>CC</sub>	Supply-current change over operating temperature range			Full range	34		μA

 $^\dagger$  Full range is  $-40^\circ\text{C}$  to  $85^\circ\text{C}$ .NOTE 4: Typical values are based on the input offset voltage shift observed through 168 hours of operating life test at  $T_A = 150^\circ\text{C}$  extrapolated to  $T_A = 25^\circ\text{C}$  using the Arrhenius equation and assuming an activation energy of 0.96 eV.



**TLE206x, TLE206xA, TLE206xB, TLE206xY**  
**EXCALIBUR JFET-INPUT HIGH-OUTPUT-DRIVE**  
**μPOWER OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS193A – FEBRUARY 1997 – REVISED MARCH 1998

**TLE2061I operating characteristics at specified free-air temperature,  $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$**

PARAMETER	TEST CONDITIONS	$T_A^\dagger$	TLE2061I TLE2061AI TLE2061BI			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
SR Slew rate at unity gain (see Figure 1)	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ , $C_L = 100\text{ pF}$	25°C	2.6	3.4		V/ $\mu\text{s}$
		Full range	2.1			
$V_n$ Equivalent input noise voltage (see Figure 2)	$f = 10\text{ Hz}$ , $R_S = 20\text{ }\Omega$	25°C		70	100	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	$f = 1\text{ kHz}$ , $R_S = 20\text{ }\Omega$			40	60	
$V_{N(PP)}$ Peak-to-peak equivalent input noise voltage	$f = 0.1\text{ Hz to }10\text{ Hz}$	25°C		1.1		$\mu\text{V}$
$I_n$ Equivalent input noise current	$f = 1\text{ kHz}$	25°C		1.1		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
THD Total harmonic distortion	$A_{VD} = 2$ , $f = 10\text{ kHz}$ , $V_{O(PP)} = 2\text{ V}$ , $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C		0.025%		
$B_1$ Unity-gain bandwidth (see Figure 3)	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ , $C_L = 100\text{ pF}$	25°C		2		MHz
	$R_L = 600\text{ }\Omega$ , $C_L = 100\text{ pF}$			1.5		
$t_s$ Settling time	0.1%	25°C		5		$\mu\text{s}$
	0.01%			10		
$B_{OM}$ Maximum output-swing bandwidth	$A_{VD} = 1$ , $R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C		40		kHz
$\phi_m$ Phase margin at unity gain (see Figure 3)	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ , $C_L = 100\text{ pF}$	25°C		60°		
	$R_L = 600\text{ }\Omega$ , $C_L = 100\text{ pF}$			70°		

$^\dagger$  Full range is  $-40^\circ\text{C}$  to  $85^\circ\text{C}$ .