

LABORATOIRES ELECTRONIQUES TP1

ANNEXES

MESURE D'UN CIRCUIT PASSIF RC (PASSE HAUT)

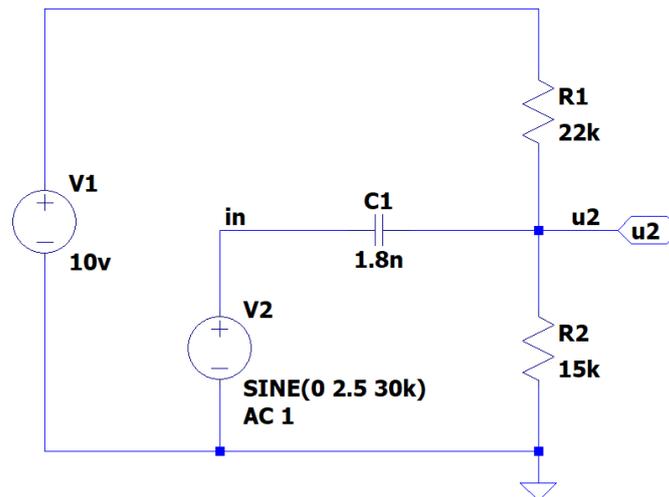


FIGURE 1 CIRCUIT RC PASSIF

MANIPULATION

POINT 1 :

Application du théorème de superposition Partie Vcc

Seule reste dans le schéma la source considérée, les autres sources de tensions sont remplacées par un court-circuit et les capacités dont l'impédance est infinie en DC sont remplacées par un circuit ouvert. Le circuit devient alors :

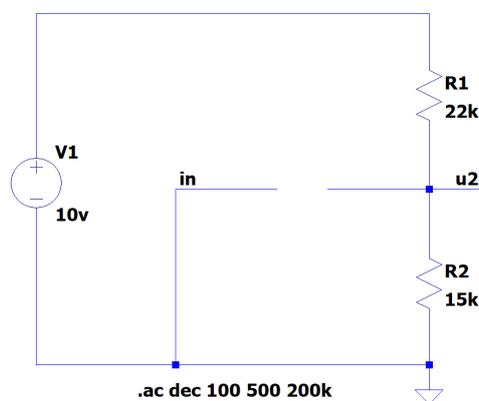


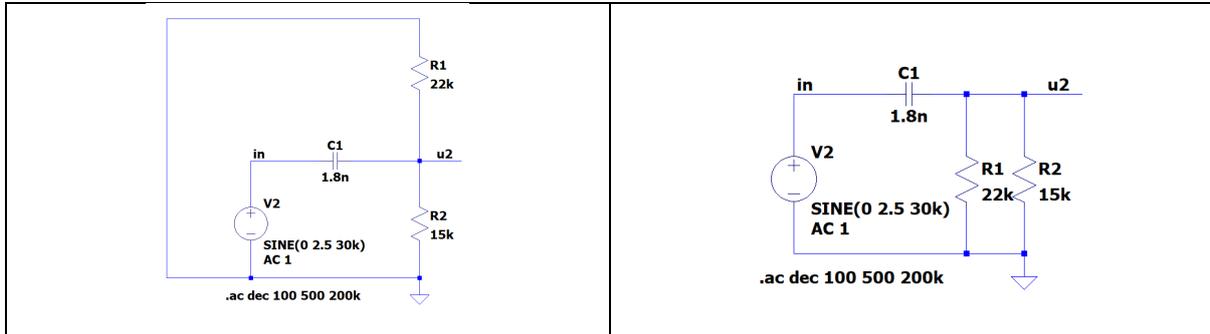
FIGURE 2 EQUIVALENT DC DU CIRCUIT RC PASSIF DE LA FIG1

La tension présente à la sortie u2 du fait de V1 vaut : $u2_{DC} = V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 10 \frac{15k}{22k + 15k} = 4.05 V_{DC}$

POINT 2 :

Application du théorème de superposition Partie Alternative

Nous remplaçons la source V1 par un court-circuit. Le circuit devient, en deux étapes pour la clarté



La fonction de transfert du circuit $H(j\omega)$, en considérant une résistance $R_{eq} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{15k \cdot 22k}{15k + 22k} = 8.9 \text{ k}\Omega$

$$\frac{u_2}{v_2} = \frac{R_{eq}}{\frac{1}{j\omega C_1} + R_{eq}} = \frac{j\omega R_{eq} C_1}{1 + j\omega R_{eq} C_1}$$

POINT 3 :

Pour connaître la valeur de la tension de sortie pour une valeur donnée de tension d'entrée nous pouvons par exemple calculer le module de la fonction de transfert à la fréquence considérée ici 3 kHz.

$$|H(j\omega)| = \frac{\sqrt{4\pi^2 * C_1^2 * R_{eq}^2}}{\sqrt{1 + 4\pi^2 * C_1^2 * R_{eq}^2}} = \left| \frac{u_2(j\omega)}{v_2(j\omega)} \right| = \frac{|u_2(j\omega)|}{|v_2(j\omega)|}$$

$$|u_2(j\omega)| = |H(j\omega)| * |v_2(j\omega)|$$

L'application numérique avec les composants du schéma donne la valeur de 0.288 pour le module à 3kHz

L'amplitude du signal de sortie pour une tension d'entrée de 5Vpp vaudra alors : $5 * 0.288 = 1.44 \text{ Vpp}$

(Vpp=Volt pic to pic). Ce que confirme la simulation ci-dessous (trace verte différence entre les deux curseurs 1.444V)

TP1 Instrumentation & ampli OP Annexes

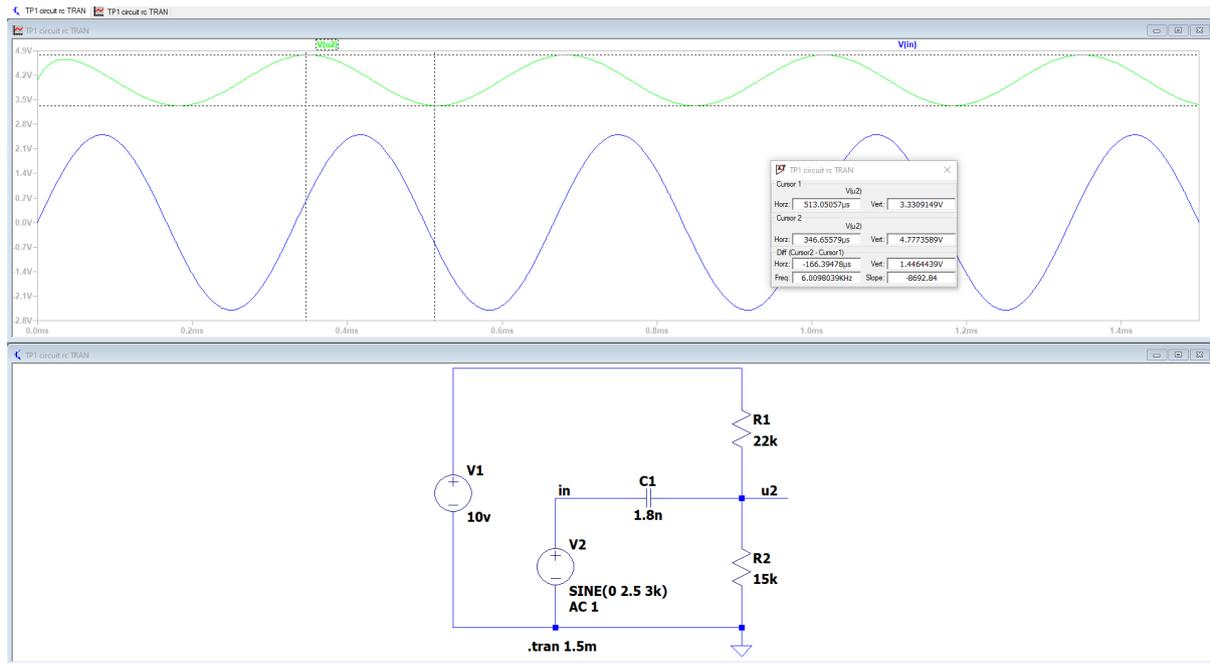


FIGURE 3 CIRCUIT RC SIMULATION TRANSITOIRE À 30KHZ

POINT 5 :

Tracé du diagramme de Bode en amplitude

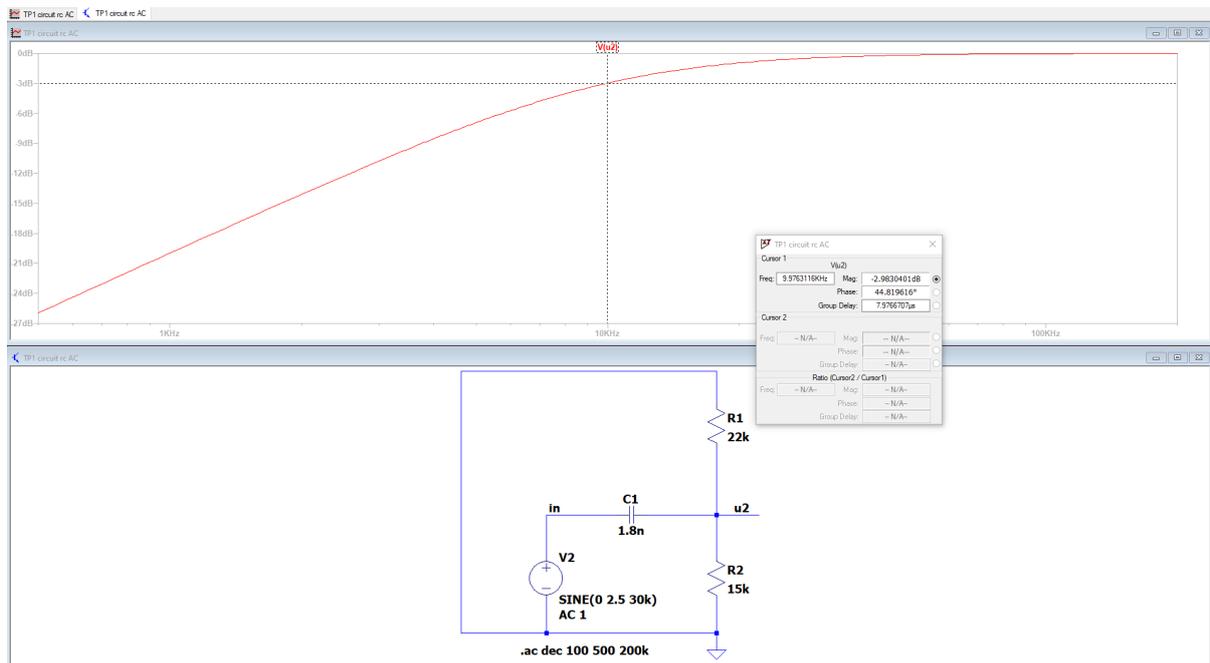


FIGURE 4 DIAGRAMME DE BODE RC PASSIF

Avec la fonction de transfert précédemment établie : $\frac{u_2}{v_2} = \frac{R_{eq}}{1 + j\omega C_1 R_{eq}} = \frac{j\omega R_{eq} C_1}{1 + j\omega R_{eq} C_1}$ et soit

$$R_{eq} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{15k \cdot 22k}{15k + 22k} = 8.9 \text{ k}\Omega$$

La fréquence de coupure (pour mémoire $f_c = \omega_c / 2\pi$) associée à cette fonction de transfert vaut alors :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{eq} C_1} = \frac{1}{2\pi * 8.9k * 1.8n} = 9.93 \text{ kHz.}$$

Ce que l'on observe bien sur la figure 4.

AMPLI NON INVERSEUR

MANIPULATIONS

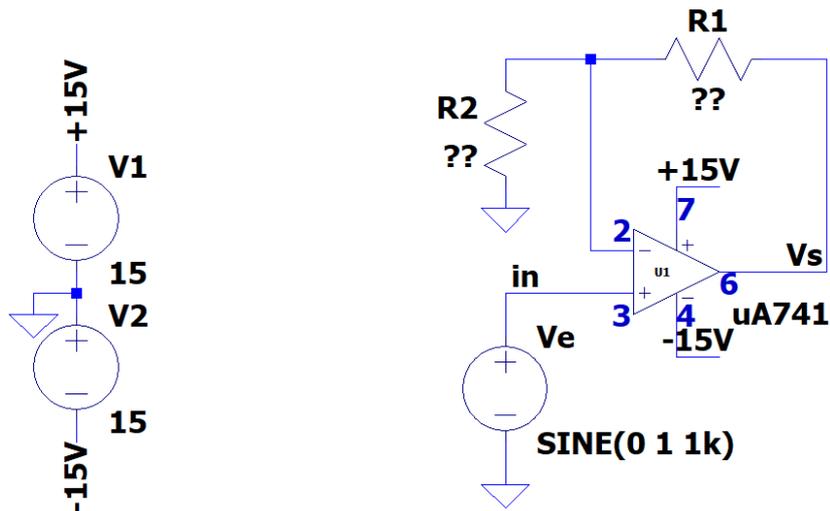


FIGURE 5 AMPLI OP NON INVERSEUR

POINT 1 :

Il a été démontré en cours que le gain de cet amplificateur non-inverseur peut se calculer avec la relation

$$G = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Pour un gain de 4.3 avec la plus faible résistance (R_2) imposée à 10k on en déduit que $R_1=33k$

POINT 3 :

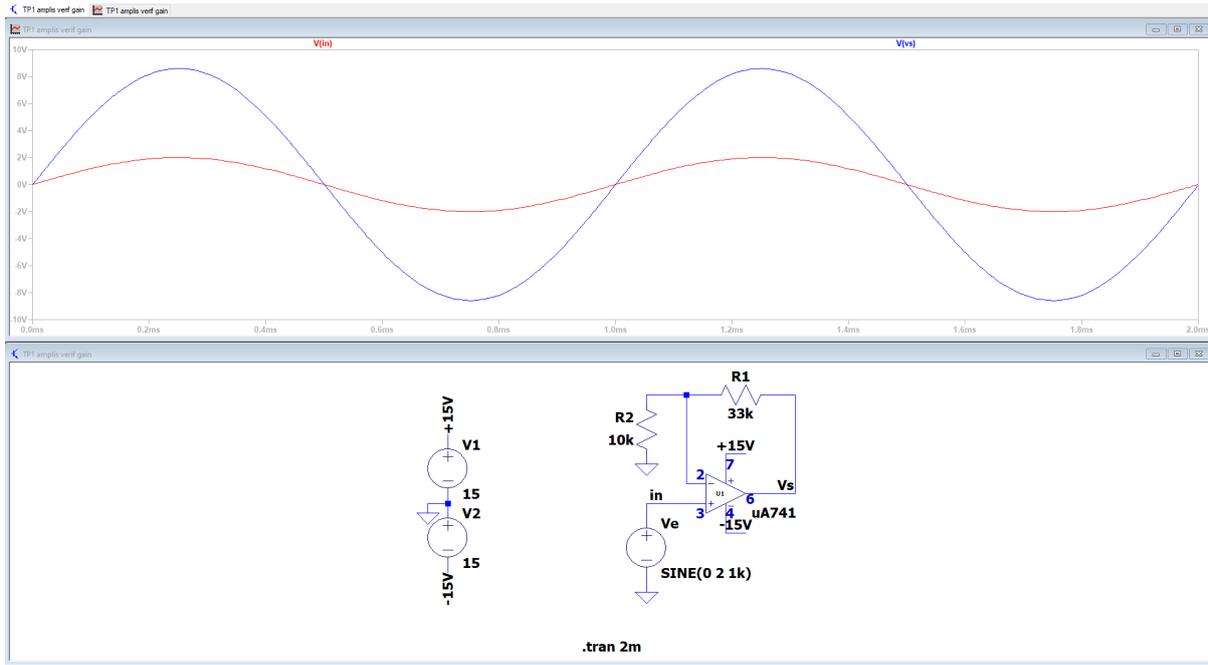


FIGURE 6 VERIFICATION DU GAIN ET PHASE

POINT 4 :

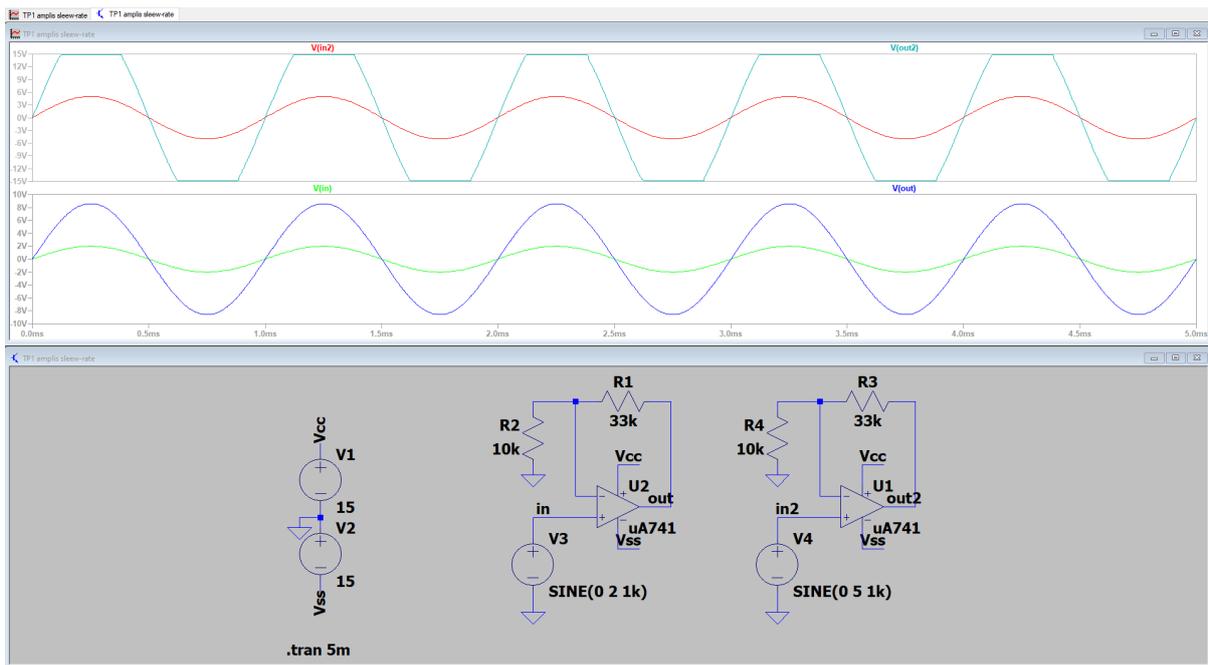


FIGURE 7 LIMITATION VSAT+ ET VSAT-

La tension de sortie de l'amplificateur ne peut pas dépasser des tensions dites de saturation V_{sat+} et V_{sat-} . Ces tensions dépendent de l'architecture de l'amplificateur utilisé et sont souvent donnée dans la datasheet en fonction des tensions d'alimentations (par exemple $V_{sat+}=V_{cc}-1,5V$). Ces deux tensions ne sont pas forcément symétriques.

POINT 5 :

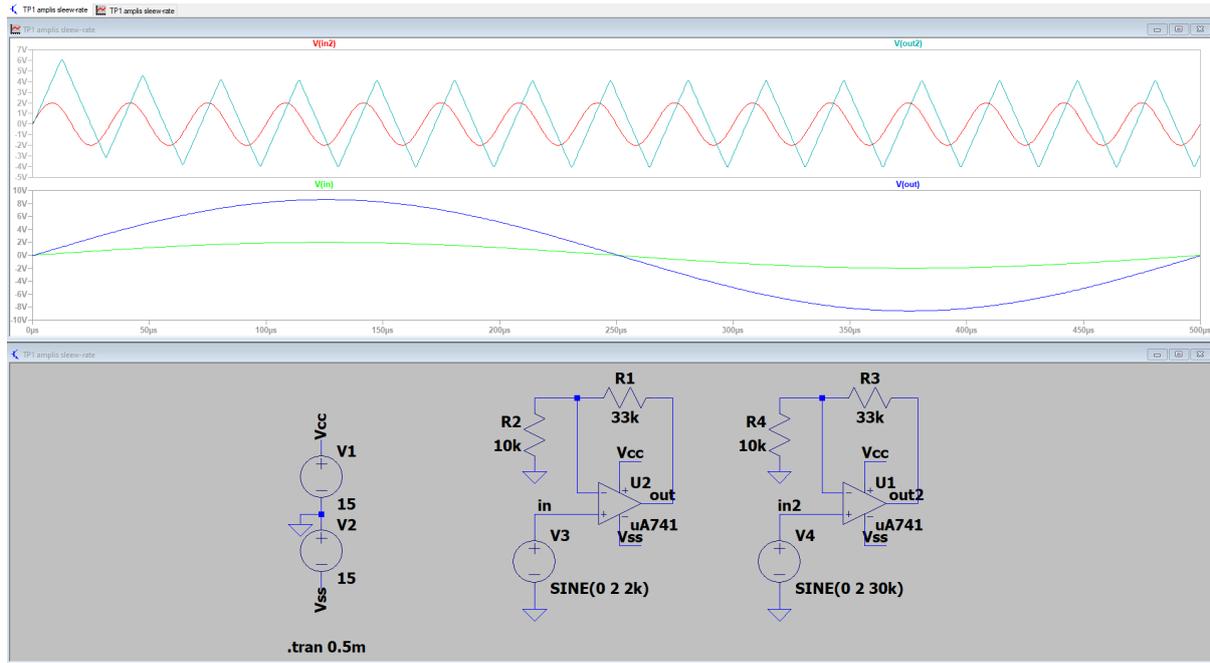


FIGURE 8 LIMITATION DUE AU SLEW RATE

Le slew rate d'un amplificateur définit la vitesse maximum de la variation de la tension à la sortie d'un amplificateur. Pour un signal de sortie dont la vitesse de variation de l'amplitude est supérieure à cette valeur, l'ampli entre dans un mode de « saturation de pente » et déforme fortement le signal de sortie. Ce défaut est facile à mettre en évidence avec des signaux d'entrée d'amplitude élevée ou un fort gain (voir figure 7).

AMPLIFICATEUR INVERSEUR

MANIPULATIONS

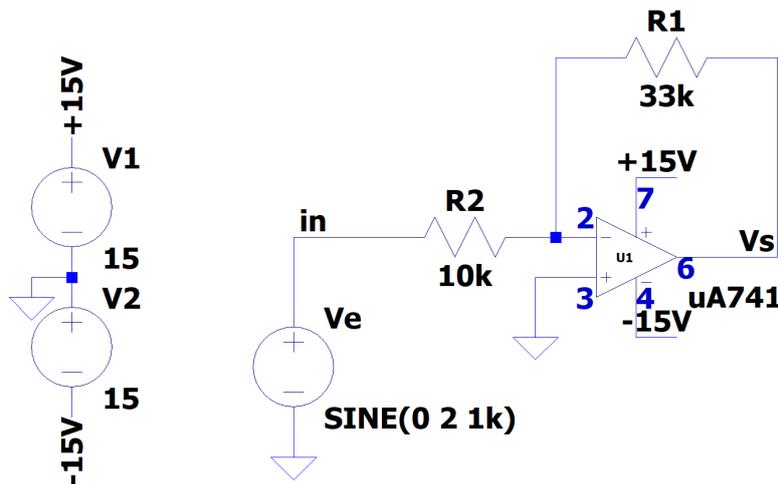


FIGURE 9 AMPLIFICATEUR INVERSEUR

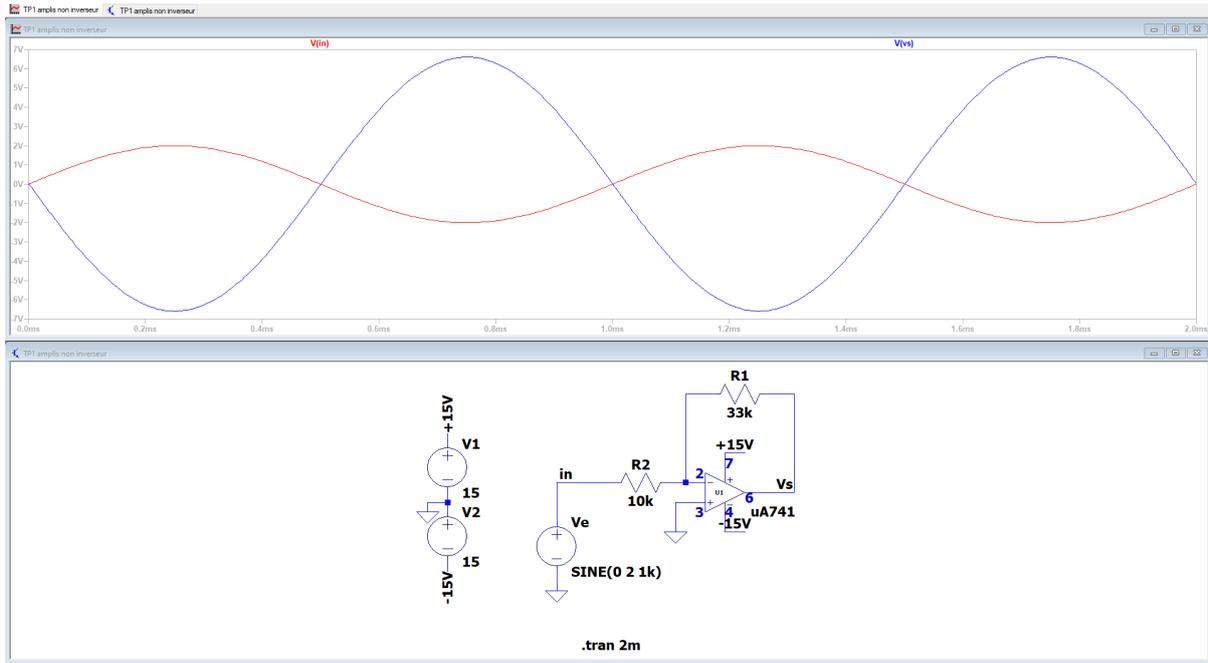


FIGURE 10 GAIN ET PHASE AMPLIFICATEUR NON INVERSEUR

INTÉGRATEUR

MANIPULATIONS (DOMAINE FRÉQUENTIEL)

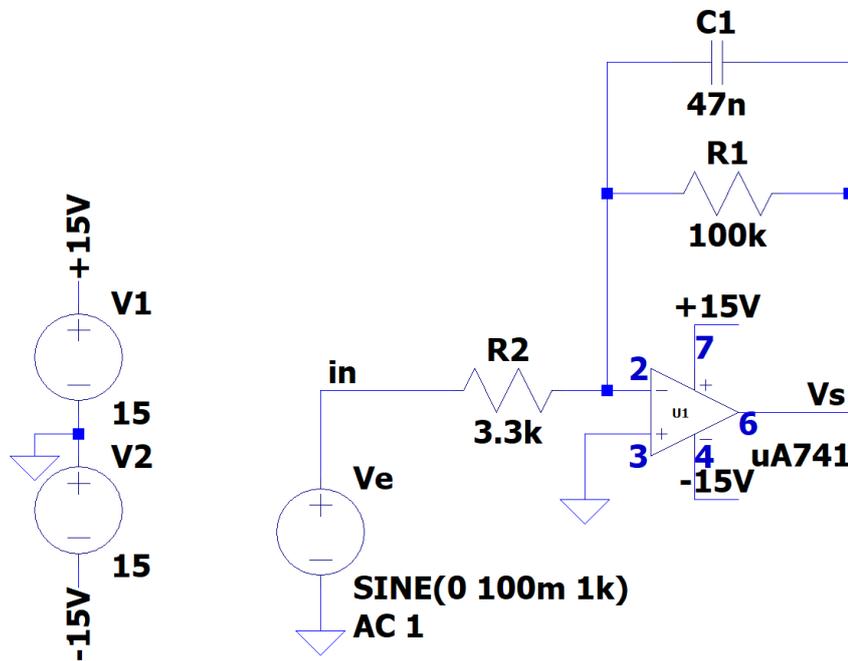
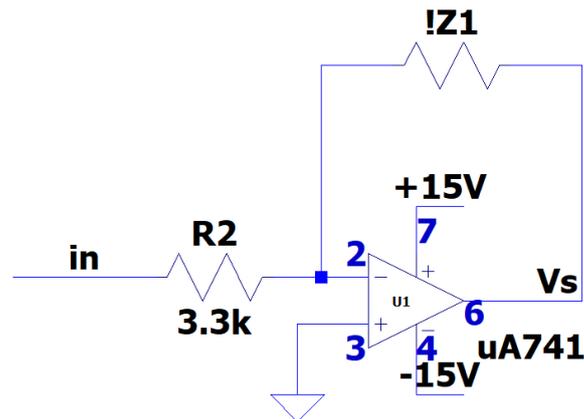


FIGURE 11 AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL MONTAGE INTÉGRATEUR

POINT 1 :

En simplifiant notre circuit nous pouvons le ramener à ce circuit



Nous avons à faire à une structure d'amplificateur inverseur dont le gain s'exprime comme $-\frac{Z_1}{R_2}$,
Avec l'impédance complexe Z_1 la mise en parallèle de C_1 et R_1 .

$$\frac{Z_1}{R_2} = \frac{\frac{1}{j\omega C_1} R_1}{\frac{1}{j\omega C_1} + R_1} = \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1}$$

Le gain est alors :

$$G(j\omega) = \frac{R_1}{R_2} \frac{1}{1 + j\omega R_1 C_1}$$

Que l'on écrira par commodité

$$G(j\omega) = -\frac{R_1}{R_2} * \frac{1}{1 + j\omega R_1 C_1}$$

Tracé du diagramme de Bode en amplitude

La fonction de transfert est composée du produit d'une partie constante $\frac{R_1}{R_2}$ et d'une partie variable avec la fréquence $\frac{1}{1 + j\omega R_1 C_1}$. Le signe « - » indiquant une inversion de phase il n'a pas d'influence sur le diagramme de Bode en amplitude.

Le gain donné par la partie constante vaut $G_1 = 20 * \log \frac{R_2}{R_1} = 20 * \log \frac{100k}{3.3k} = 29.63 [dB]$ (tracé rouge G1)

Le deuxième membre est de la forme $\frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$ avec ω_0 la pulsation de coupure

En posant le terme $j\omega R_1 C_1 = j\frac{\omega}{\omega_0}$ il vient que $\omega_0 = \frac{1}{R_1 C_1}$ et donc $f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi * 100k * 47n} = 33,9 [Hz]$ (tracé reporté en vert sur le diagramme de Bode G2). La somme des deux tracés (en bleu G3) nous renseigne sur le comportement du circuit.

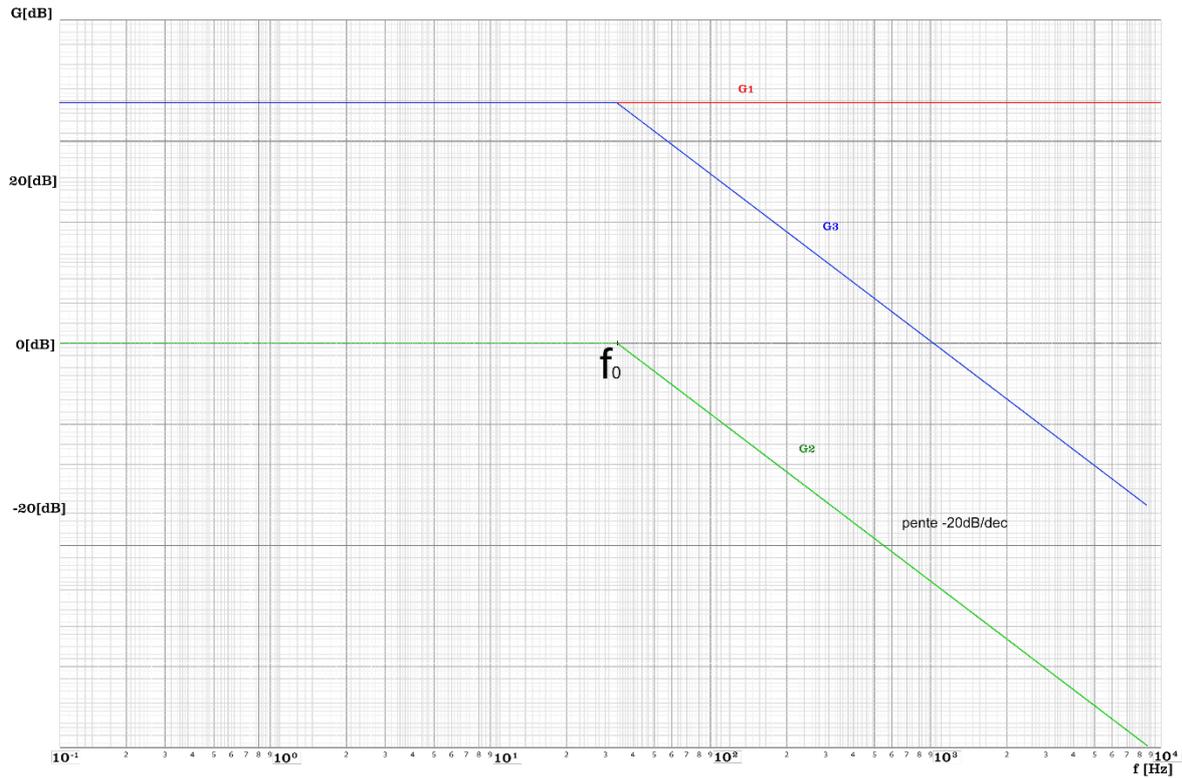


FIGURE 12 INTÉGRATEUR BODE EN AMPLITUDE

Tracé du diagramme de Bode en phase

- Le signe « - » nous informe qu'un déphasage de 180° est à prendre en compte sur toute la bande de fréquence (Gp1 en rouge)
- Le terme constant $\frac{R_1}{R_2}$ n'apporte aucun déphasage.
- Le terme $\frac{1}{1+j\omega R_1 C_1}$ apporte lui un déphasage variable passant de 0° à -90° (Gp2 en vert). La transition de phase se fait sur l'intervalle allant de $\frac{f_0}{10}$ à $10f_0$ (soit entre 33 Hz et 3.3kHz).
- La résultante est tracée en bleu (Gp3) nous indique le comportement de notre intégrateur dans le domaine fréquentiel.

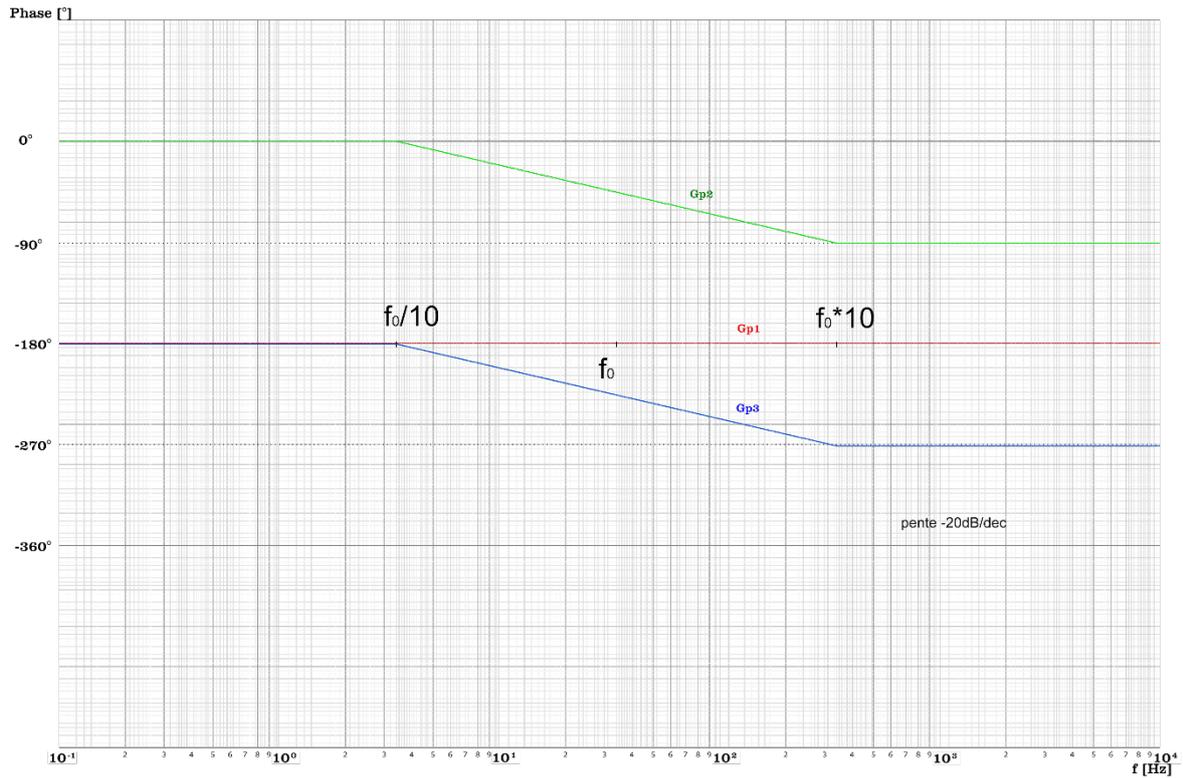


FIGURE 13 BODE DE PHASE INTÉGRATEUR

A comparer avec le résultat d'une simulation AC de ce circuit. Notez que la phase de 180° est considérée en avance par le simulateur d'où un affichage de la valeur complémentaire de l'angle de déphasage.

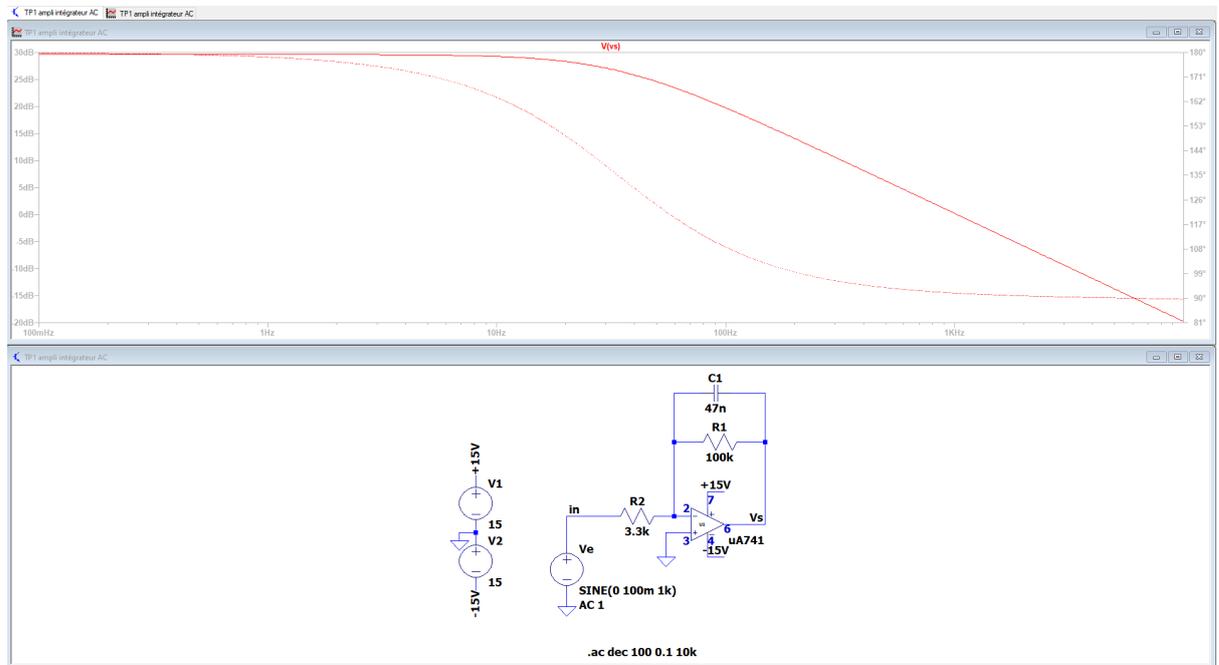


FIGURE 14 INTÉGRATEUR DIAGRAMME DE BODE SIMULE

DOMAINE TEMPOREL

POINT 1 :

Stimulus signal carré 2Vpp 1kHz

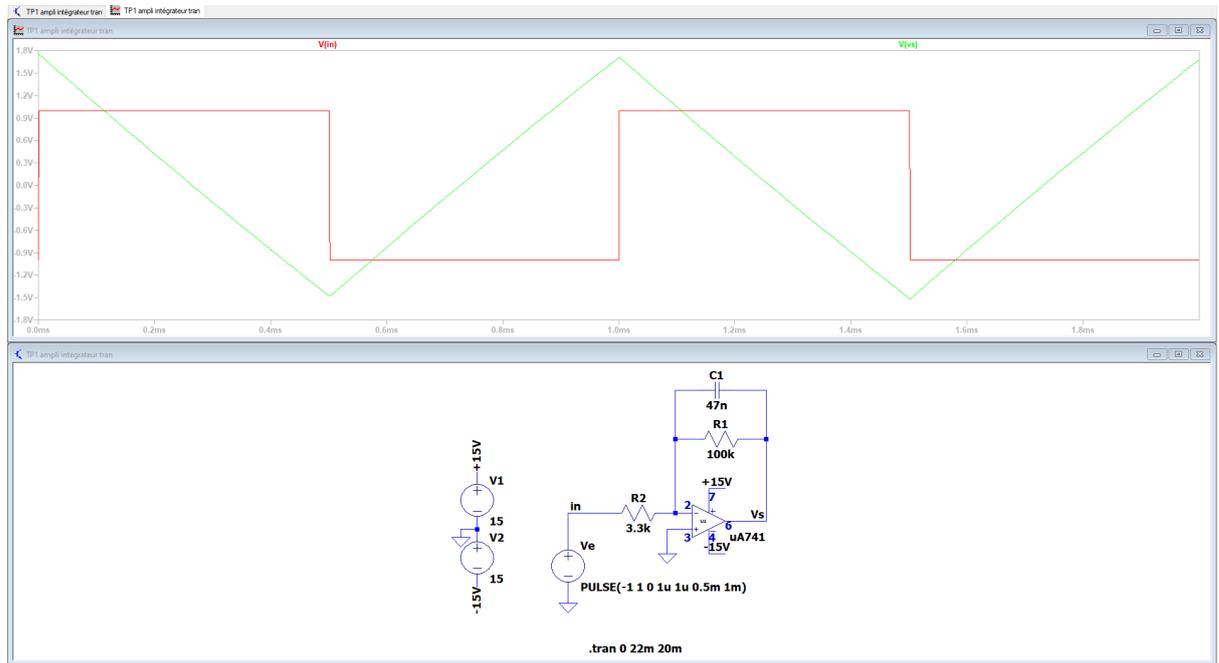


FIGURE 15 STIMULIS SIGNAL CARRE

Point 2 :

Stimulus signal triangulaire 2Vpp 1kHz

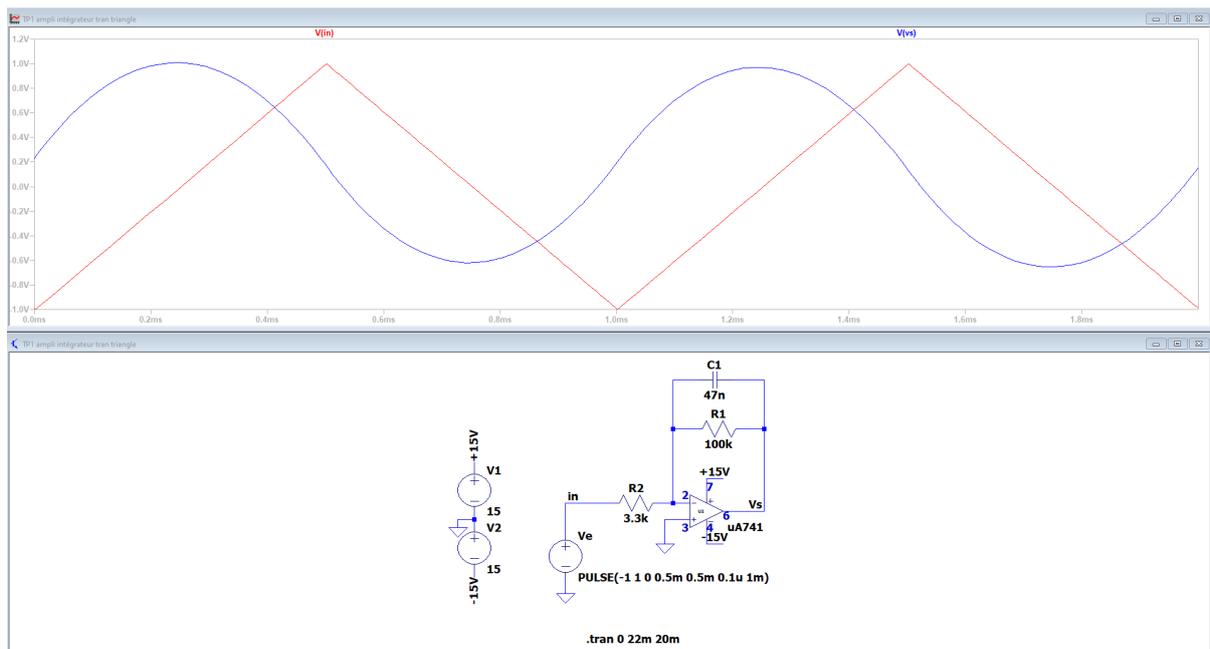


FIGURE 16 STIMULIS SIGNAL TRIANGULAIRE

Bonus :

- Ce circuit fonctionne comme un intégrateur au-delà de la fréquence de coupure. En dessous de cette fréquence il n'introduit qu'une action proportionnelle.
- La résistance permet de contrôler le gain pour un signal DC. Ainsi si le signal d'entrée comporte un offset on le retrouvera sur la sortie avec un gain égal à $-R_1/R_2$. Alors qu'il pourrait théoriquement être infini avec la seule capacité dans la boucle de contre réaction. Ce qui pourrait amener l'amplificateur à saturer.