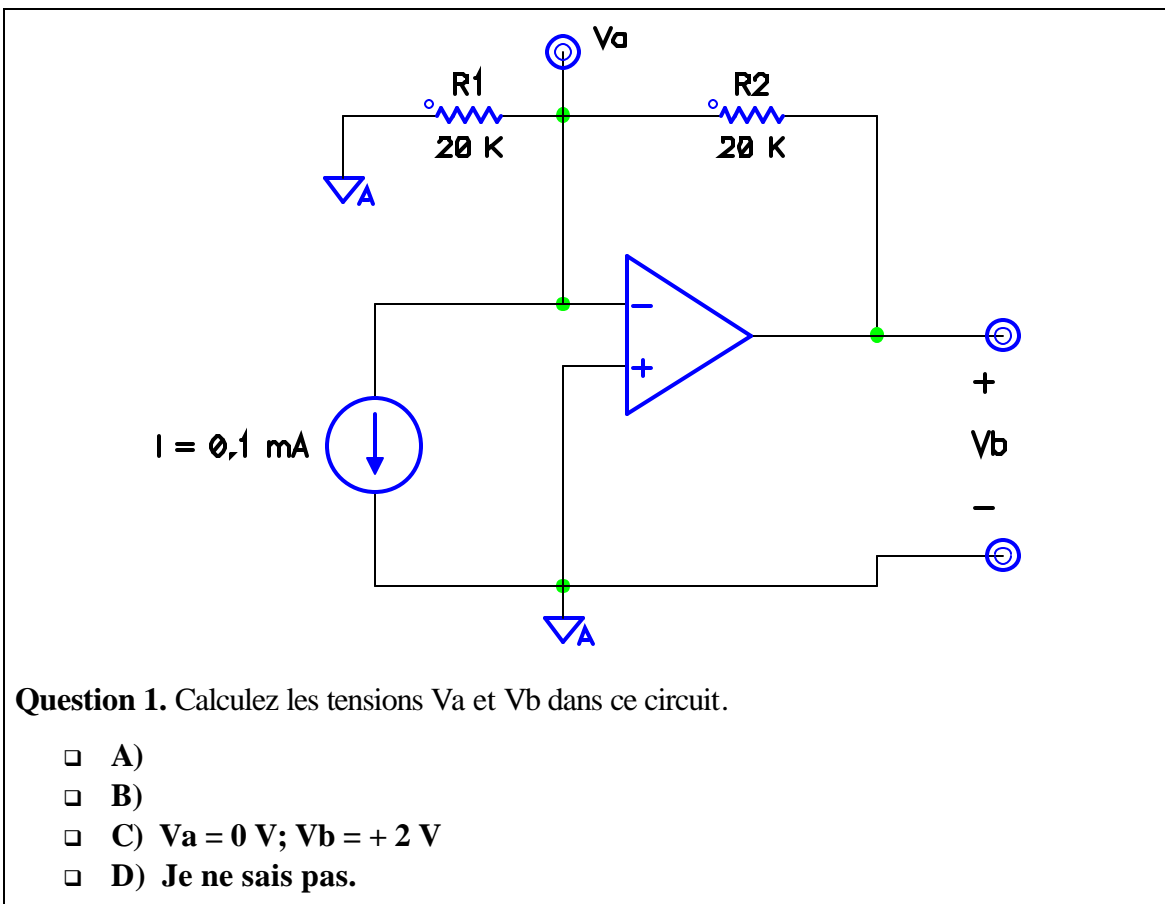


ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Département de Génie Électrique
 Examen de mi-session d'Électronique 1 (ELE-3300)
 Mercredi 29 Octobre 2003 de 18H30 à 20H20

- Seul un "aide-mémoire"(feuille 8.5 x 11") et une calculatrice sont autorisés
- Répondez directement sur le questionnaire en cochant la case appropriée.
- 2 points par bonne réponse. Pénalité de 0.5 point par mauvaise réponse.
- Pas de point ni de pénalité si vous répondez "je ne sais pas".
- À moins d'indication contraire, considérez les ampli-ops comme idéaux.

Nom : _____ matricule : _____

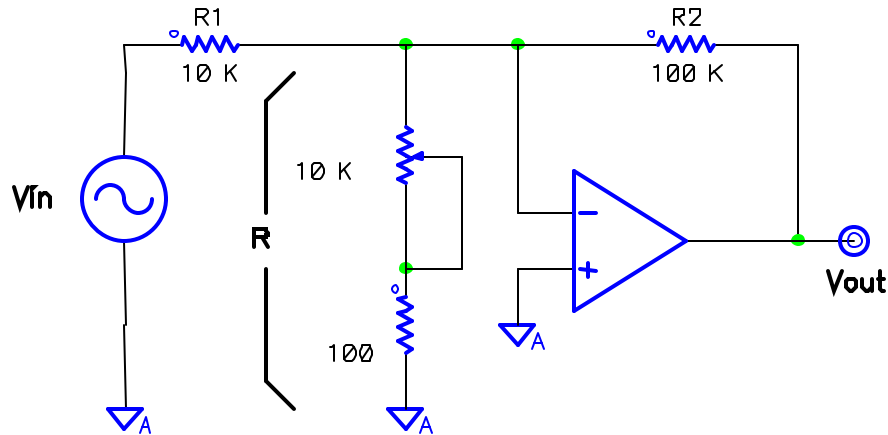


Solution

La rétroaction produite par le réseau (R1, R2) fait de l'entrée - de l'ampli-op une masse virtuelle. Donc, $V_a = 0$;

Le courant soutiré par la source I ne peut provenir de l'entrée - de l'ampli-op (ce dernier étant considéré idéal), ni de la résistance R1 car la tension à ses bornes est maintenue nulle par la ré-

traction. Le courant I ne peut provenir que de la sortie de l'ampli-op et passer par R_2 . Donc,
 $V_b = R_2 \times I = + 2V$.



Question 2. Parfois nous voudrions changer la bande passante boucle fermée d'un ampli inverseur sans modifier le gain en tension. Le circuit ci-dessus donne la solution; quand la résistance R varie, la bande passante varie mais le gain reste constant. Si $f_T = 1$ MHz calculez les valeurs minimale et maximale de la bande passante du circuit.

Suggestion : Effectuer une transformation Thévenin-Norton-Thevenin de la source V_{in} et des résistances $R1$ et R pour obtenir un ampli inverseur « classique » à 2 résistances.

- A)
- B) $f_{C-3dB} \text{ min} = 1 \text{ kHz}; f_{C-3dB} \text{ max} = 50 \text{ kHz.}$ (à +/- 10 % de précision)
- C)
- D) Je ne sais pas

Solution

En effectuant la 1^{re} transformation (Thévenin-Norton), la source de tension V_{in} en série avec $R1$ devient une source de courant $I_{in} = V_{in} / R1$ en parallèle avec une résistance $R1$.

Appelons $R1_{eq}$ la combinaison parallèle de $R1$ et R .

On effectue maintenant la 2^{ème} transformation (Norton-Thévenin) pour obtenir une source de tension $V_{in_{eq}} = I_{in} \times R1_{eq}$ en série avec une résistance $R1_{eq}$. On a ainsi la configuration « classique » d'un amplificateur inverseur à 2 résistances.

Le facteur de rétroaction est dans ce cas: $\beta = R1_{eq} / (R1_{eq} + R2)$.

La fréquence de coupure à -3dB de l'amplificateur inverseur est: $f_{C-3dB} = \beta \times f_T$.

Lorsque le curseur du potentiomètre est à sa position supérieure, on a $R = 100 \Omega$.

$$R1_{eq} = 10 \text{ k}\Omega // 100 \Omega = 99 \Omega.$$

$$\beta = 0.000989$$

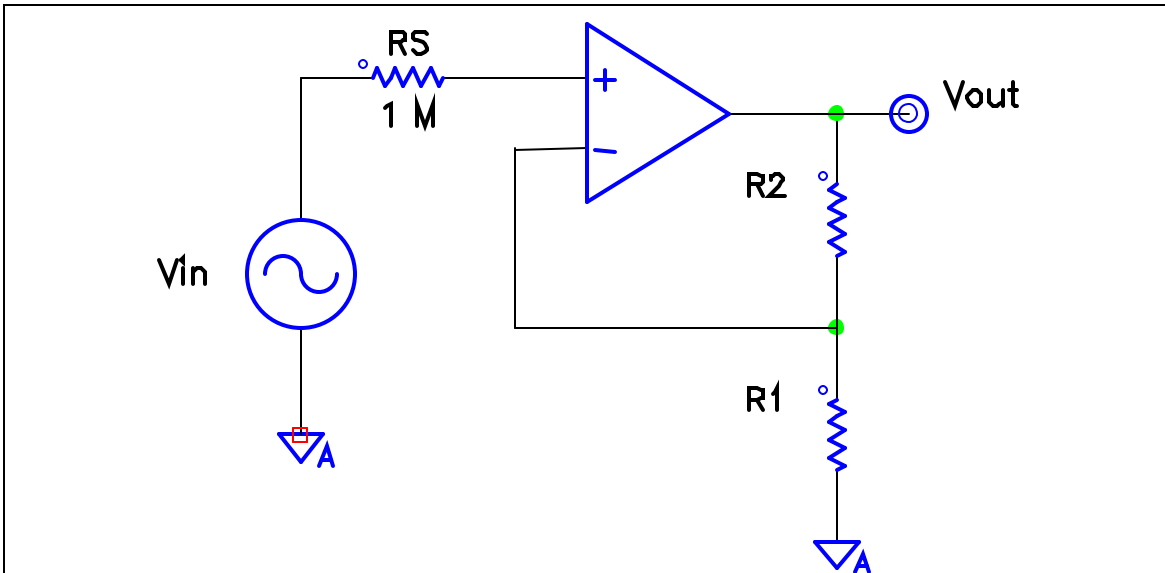
$$f_{C-3dB} = 989 \text{ Hz.}$$

Lorsque le curseur du potentiomètre est à sa position inférieure, on a $R = 10,100 \Omega$.

$$R1_{eq} = 10 \text{ k}\Omega // 10,100 \Omega = 5025 \Omega.$$

$$\beta = 0.04784$$

$$f_{C-3dB} = 47.84 \text{ kHz.}$$



Question 3. L'ampli-op dans ce circuit peut être considéré idéal, sauf pour les courants de polarisation $I_{B1} = I_{B2} = 100 \text{ pA}$. Calculez les valeurs de R_1 et R_2 pour obtenir un gain de tension boucle fermée de 20 dB et une tension de décalage de 0 V à la sortie.

- A)
- B)
- C) $R_1 = 1.111 \text{ MW}$; $R_2 = 10.00 \text{ MW}$.
- D) Je ne sais pas

Solution

Un gain de tension de 20 dB correspond à un gain de 10 V/V. Le circuit étant celui d'un amplificateur non-inverseur (dont le Gain = $1 + R_2/R_1$), il s'ensuit que $R_2 = 9 R_1$.

On remplace l'ampli-op par le modèle permettant de tenir compte des sources de courant de polarisation (i.e. des sources de courant I_{B1} et I_{B2} aux entrées - et +). En utilisant le principe de superposition, on démontre que la tension de décalage à la sortie de l'amplificateur est alors : $V_{out} = (-R_S \times I_{B1}) + ((R_1 // R_2) \times I_{B2})$.

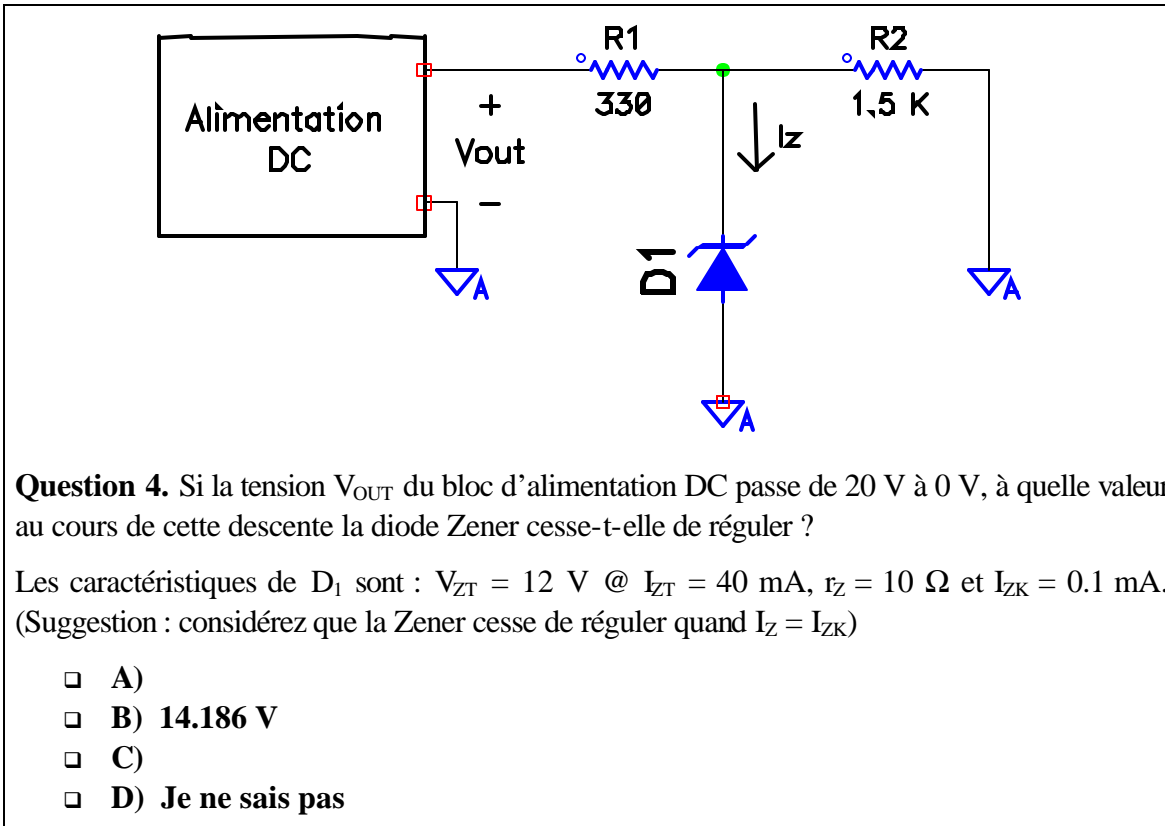
Pour que cette tension de décalage soit nulle quand $I_{B1} = I_{B2}$, il faut que $R_1/R_2 = R_S$.

On a deux équations et 2 inconnues :

$$R_2 = 9 R_1$$

$$R_1 // R_2 = R_S = 1 \text{ M}\Omega.$$

La solution de ce système est donc : $R_1 = 1.111 \text{ M}\Omega$, $R_2 = 10.00 \text{ M}\Omega$.



Solution

Appelons A le nœud commun aux résistances R_1 , R_2 et à la cathode de la Zener.

La somme des courants au nœud $A = 0$ donne :

$$((V_{out} - V_A) / R_1) - I_Z - (V_A / R_2) = 0$$

Remplaçons V_A par $V_Z = V_{Z0} - (r_Z \times I_Z)$ dans cette équation et regroupons les termes.

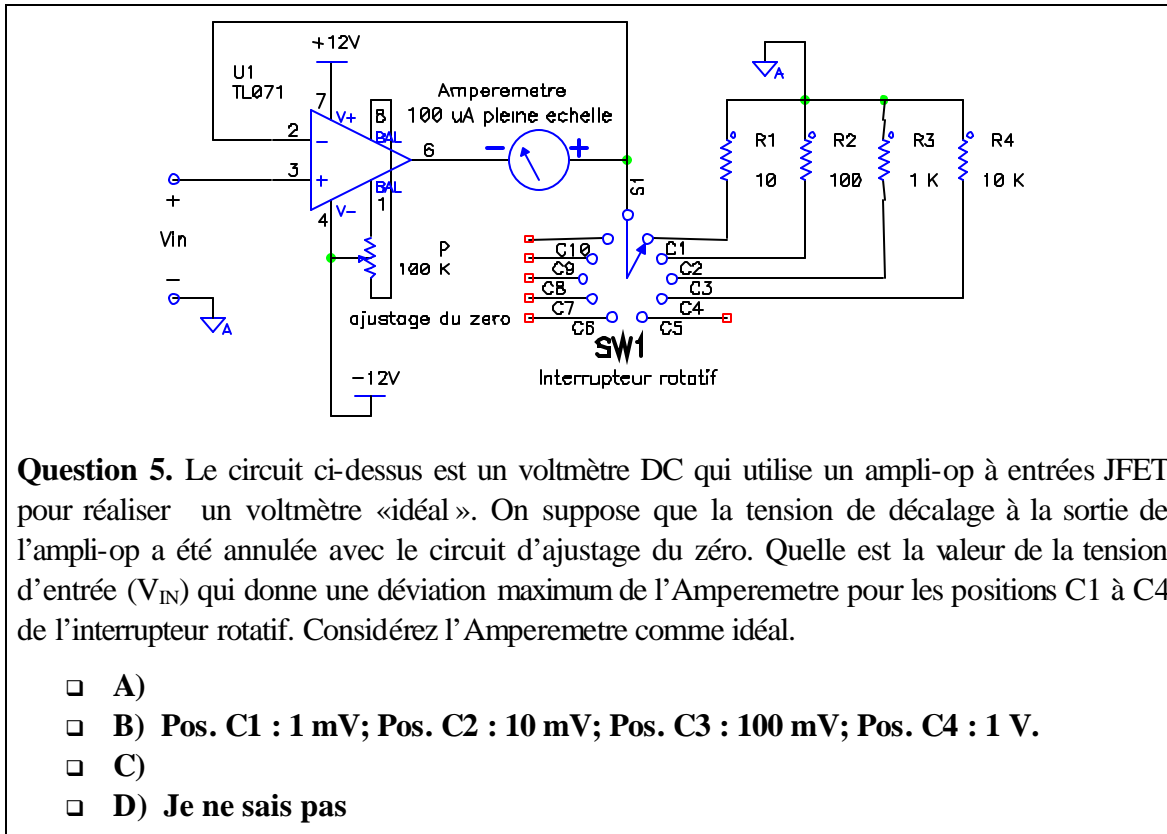
$$V_{out} / R_1 = I_Z \times [r_Z \times (1/R_1 + 1/R_2) + 1] + V_{Z0} \times [1/R_1 + 1/R_2]$$

Où $V_{Z0} = V_{ZT} - (r_Z \times I_{ZT}) = 12 \text{ V} - (10 \text{ } \Omega \times 40 \text{ mA}) = 11.6 \text{ V}$

Remplaçons par les valeurs des résistances, de V_{Z0} et $I_Z = I_{ZK} = 0.1 \text{ mA}$:

$$V_{out} / R_1 = 10^{-4} \text{ A} \times [10 \text{ } \Omega \times (1/330 + 1/1500 + 1)] + 11.6 \text{ V} \times [1/330 + 1/1500]$$

$$V_{out} = 14.186 \text{ V}$$



Solution

L'Amperemètre étant considéré idéal, sa résistance interne est nulle. Le circuit est donc un suiveur de tension. Le courant affiché par l'Amperemètre provient de la sortie de l'ampli-op et retourne à la masse par la résistance sélectionnée par l'interrupteur rotatif.

$$I = V_{out}/R = V_{in}/R \quad (\text{où } R \text{ est la résistance sélectionnée})$$

La tension V_{in} qui correspond à la déflexion maximale de l'Amperemètre est :

$$V_{in_{MAX}} = R \times I_{MAX} \quad (\text{où } I_{MAX} = 100 \mu\text{A})$$

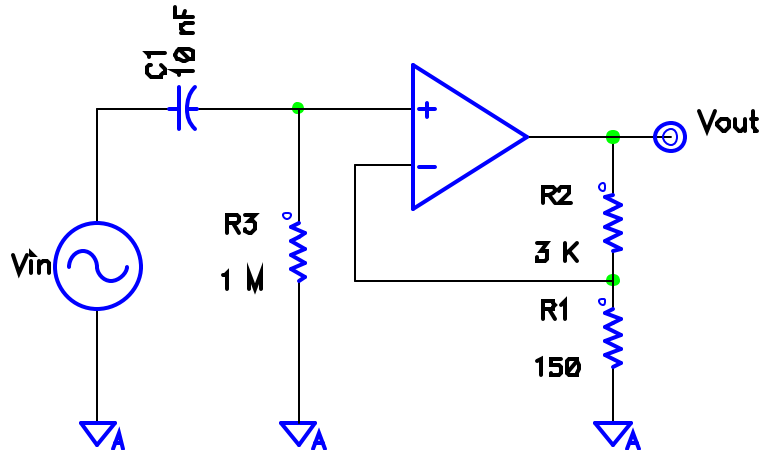
Ce qui donne :

$$V_{in_{MAX}} = 1 \text{ mV} \quad \text{pour } R = R1 = 10 \Omega.$$

$$V_{in_{MAX}} = 10 \text{ mV} \quad \text{pour } R = R2 = 100 \Omega.$$

$$V_{in_{MAX}} = 100 \text{ mV} \quad \text{pour } R = R3 = 1 \text{ k}\Omega.$$

$$V_{in_{MAX}} = 1 \text{ V} \quad \text{pour } R = R4 = 10 \text{ k}\Omega.$$



Question 6. Le signal d'entrée (V_{in}) est un sinus de 10 mV crête à 25 kHz. On augmente progressivement son amplitude et on observe V_{in} et V_{out} à l'oscilloscope. Quelle est l'amplitude crête de V_{in} quand de la distorsion apparaît à la sortie de l'ampli. Les caractéristiques de l'ampli-op sont : $f_T = 3$ MHz, $SR = 13$ V/ μ S, $L^+ = 12$ V, $L^- = -12$ V.

- A) 0.571 V crête
- B)
- C)
- D) Je ne sais pas

Solution

Le circuit est un amplificateur non-inverseur avec un filtre passe-haut du 1^{er} ordre.

Le gain de tension à mi-bande de l'amplificateur est : $G = 1 + R2/R1 = 21$ V/V.

La fréquence de coupure à -3dB du passe-haut est : $f_{C-3dB\ PH} = 1 / (2\pi R3 C1) = 15.9$ Hz.

Le facteur de rétroaction $\beta = R1 / (R1 + R2) = 1 / 21$.

L'amplificateur non-inverseur a une largeur de bande limitée à :

$$f_{C-3dB\ PB} = \beta \times f_T = 3 \text{ MHz} / 21 = 142 \text{ kHz.}$$

La fréquence du signal d'entrée (25 kHz) se situe dans la bande passante du circuit et V_{in} ne sera pas affecté sensiblement par la réponse fréquentielle de l'amplificateur.

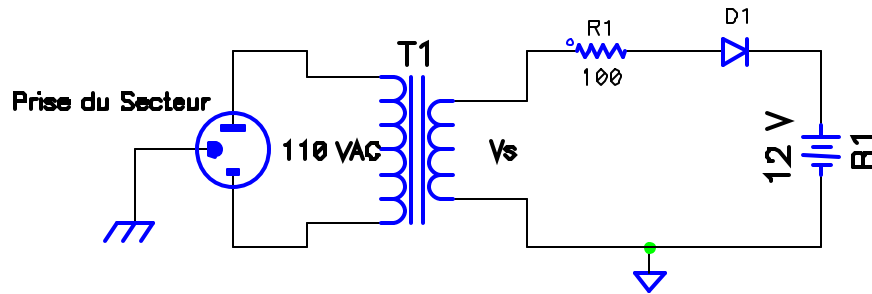
Pour un signal sinusoïdal de 25 kHz, la vitesse de dérive (*Slew Rate*) de l'ampli-op permet une tension de sortie maximale :

$$V_{out_MAX} = SR / (2\pi f) = 13 \text{ V}/\mu\text{s} / (2\pi \times 25 \text{ kHz}) = 82.7 \text{ V crête}$$

Cette tension étant beaucoup plus grande que la tension de saturation de l'ampli-op, le mécanisme de distorsion est la saturation.

La tension d'entrée maximum est donc :

$$V_{in_MAX} = L / G = 12 \text{ V} / 21 = 0.571 \text{ V crête.}$$



Question 7. Le circuit ci-dessus sert à recharger des batteries d'auto. La tension V_s au secondaire du transformateur T1 est de 24 V crête. Si la tension aux bornes de la batterie est 12 VDC, calculez le courant maximum ($I_D \text{ max}$) qui passe dans la diode et la tension inverse crête (TIC) à laquelle est soumise la diode. Considérez la diode comme idéale.

- A)
- B)
- C) $I_D \text{ max} = 0.12 \text{ A}$; $TIV = 36 \text{ V}$
- D) Je ne sais pas

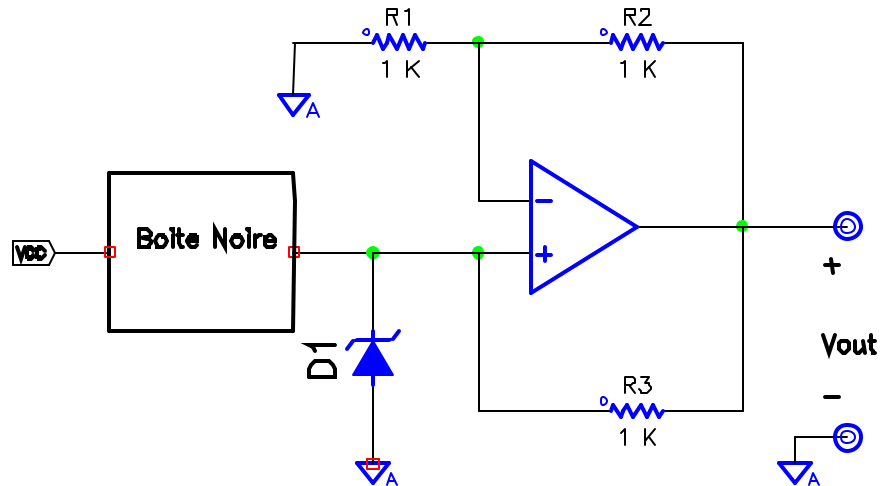
Solution

Le courant maximum survient lors des crêtes positives de la tension V_s . La diode étant considérée idéale (i.e. $V_d = 0$) le courant maximum est :

$$I_D \text{ max} = (V_s \text{ max} - 12 \text{ V}) / R1 = (24 \text{ V} - 12 \text{ V}) / 100\Omega = 0.12 \text{ A}$$

La tension inverse crête survient lors des crêtes négatives de la tension V_s . La diode est alors exposée à une tension :

$$TIV = (-24 \text{ V} - 12 \text{ V}) = -36 \text{ V}.$$



Question 8. Calculez la tension de sortie (V_{out}) de ce circuit si la «boîte noire» nous assure que la sortie de l'ampli-op va tendre vers l'alimentation positive ($V_{cc} = 12 \text{ VDC}$) au moment de la mise sous tension. Par après, considérez la boîte noire comme un circuit ouvert. Effectuez deux itérations pour déterminer V_{out} . Les caractéristiques de la Zener sont : $V_{ZT} = 4.7 \text{ V}$ @ $I_{ZT} = 10 \text{ mA}$, $r_Z = 10 \Omega$ et $I_{ZK} = 0.1 \text{ mA}$.

- A) 9.293 V
- B)
- C)
- D) Je ne sais pas

Solution

La tension V_{Z0} de cette diode Zener est :

$$V_{Z0} = V_{ZT} - (r_Z \times I_{ZT}) = 4.7 \text{ V} - (10 \Omega \times 10 \text{ mA}) = 4.6 \text{ V}$$

Lorsque le circuit est mis sous tension, la «boîte noire» fait tendre V_{out} à +12 V. En première approximation, le courant passant dans la Zener est :

$$I_Z = (V_{out} - V_Z) / R_3 = (12 \text{ V} - 4.7 \text{ V}) / 1 \text{ k}\Omega = 7.3 \text{ mA}$$

La tension aux bornes de la Zener est alors :

$$V_Z = V_{Z0} + (r_Z \times I_Z) = 4.6 \text{ V} + (10 \Omega \times 7.3 \text{ mA}) = 4.673 \text{ V}$$

Le circuit est un ampli non-inverseur avec un gain de tension égal à 2 V/V (N.B. la résistance R_3 n'affecte pas le gain de tension si l'ampli-op est considéré idéal). La tension de sortie en première approximation est donc $V_{out} = 2 \times V_Z = 9.346 \text{ V}$

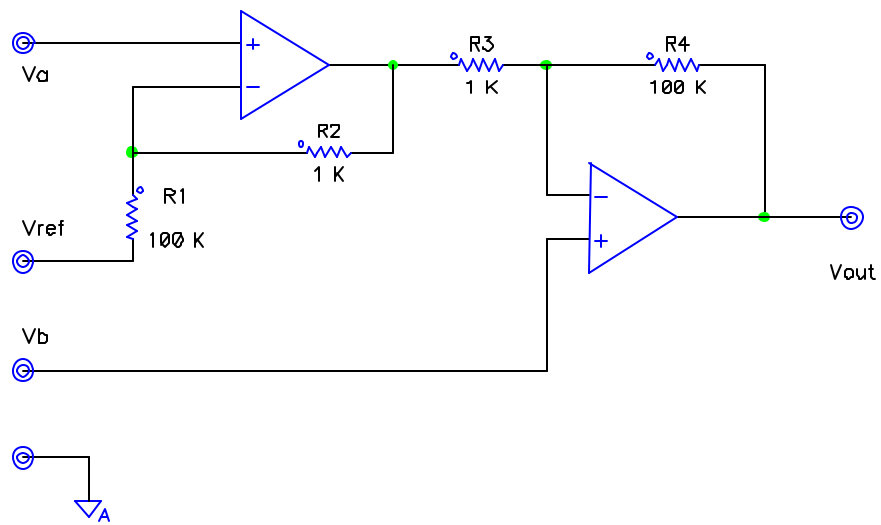
Faisons une deuxième itération pour raffiner le résultat. Le courant dans la Zener est :

$$I_Z = (V_{out} - V_Z) / R_3 = (4.673 \text{ V}) / 1 \text{ k}\Omega = 4.673 \text{ mA}$$

La tension aux bornes de la Zener est :

$$V_Z = V_{Z0} + (r_Z \times I_Z) = 4.6 \text{ V} + (10 \Omega \times 4.673 \text{ mA}) = 4.64673 \text{ V}$$

La tension de sortie est : $V_{out} = 2 \times V_Z = 9.29346 \text{ V}$



Question 9. Développez une expression pour V_{out} en fonction de V_a , V_b et V_{ref} .

- A)
- B)
- C) $V_{out} = 101(V_b - V_a) + V_{ref}$
- D) Je ne sais pas

Solution

Procédons par superposition.

$$\text{Pour } V_{ref} = 0 \text{ et } V_b = 0 \quad V_{out}' = -(R_4 / R_3) \times (1 + (R_2 / R_1)) \times V_a$$

$$\text{Pour } V_{ref} = 0 \text{ et } V_a = 0 \quad V_{out}'' = (1 + (R_2 / R_1)) \times V_b$$

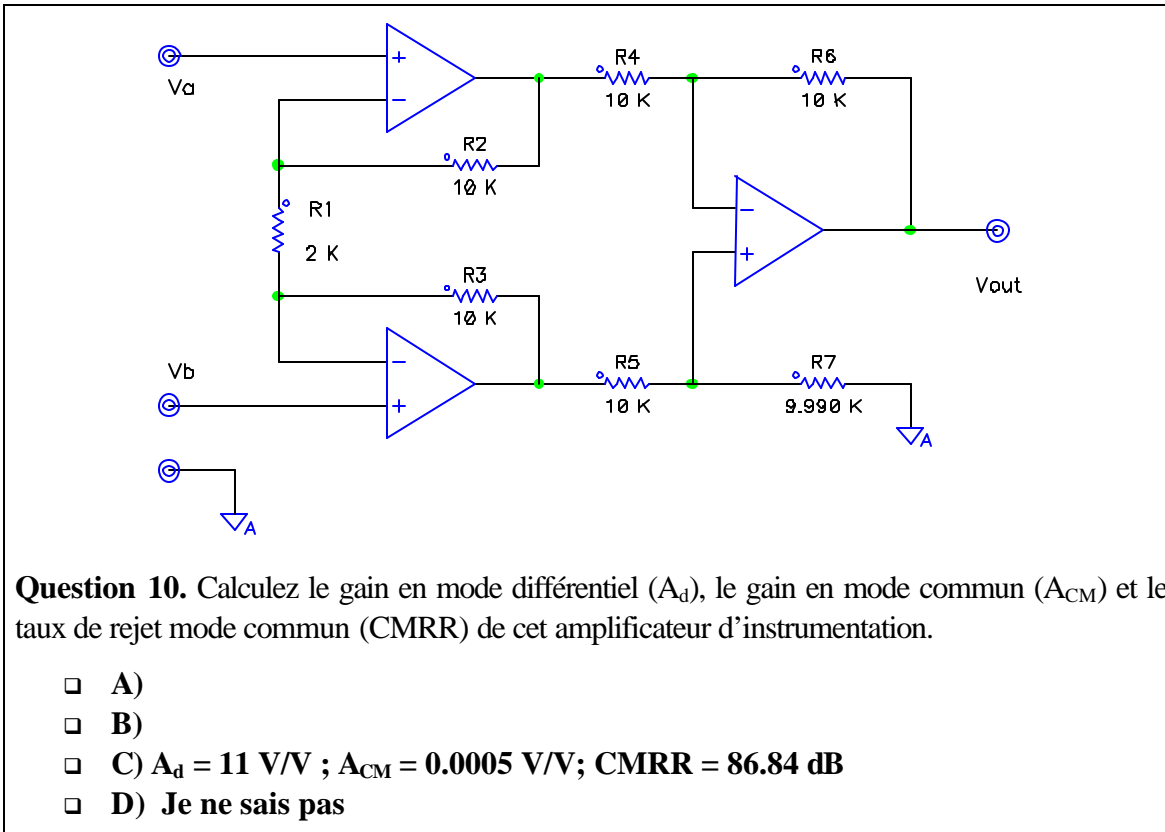
$$\text{Pour } V_a = 0 \text{ et } V_b = 0 \quad V_{out}''' = (R_2 / R_1) \times (R_4 / R_3) \times V_{ref}$$

$$\text{La tension de sortie totale : } V_{out} = V_{out}' + V_{out}'' + V_{out}'''$$

En remplaçant les résistances R_1 à R_4 par leurs valeurs respectives on obtient :

$$V_{out} = 101 \times (V_b - V_a) + V_{ref}$$

Le circuit est un amplificateur d'instrumentation (Z_{in} très grand aux deux entrées) avec un gain en mode différentiel de 101 V/V, un gain en mode commun nul et la possibilité d'ajouter une tension de référence au signal de sortie.



Solution

Appelons X le nœud commun à R_2 , R_4 et la sortie de l'ampli-op du haut. Appelons Y le nœud commun à R_3 , R_5 et la sortie de l'ampli-op du bas.

L'analyse de l'étage d'entrée donne :

$$(V_X - V_Y) = [(V_a - V_b) / R_1] \times [R_1 + R_2 + R_3] = 11 \times (V_a - V_b) \quad \text{Eq. 1}$$

L'analyse de l'étage de sortie (étage différentiel) donne :

$$V_{out} = V_Y \times [(R_7 / (R_5 + R_7)) \times ((R_4 + R_6) / R_4)] - V_X \times [R_6 / R_4]$$

Remplaçons : $R_4 = R_5 = R_6$ par R et R_7 par $(R - \epsilon)$ où $\epsilon = 0.01 \text{ k}\Omega$

$$V_{out} = 2 V_Y \times (R - \epsilon) / (2R - \epsilon) - V_X$$

Multiplions et divisons le 1ere terme de droite par $(2R + \epsilon)$

$$V_{out} = 2 V_Y \times (2R^2 - R\epsilon - \epsilon^2) / (4R^2 - \epsilon^2) - V_X$$

Négligeons les termes en ϵ^2 et réarrangeons les termes :

$$V_{out} = (V_Y - V_X) - V_Y \times (\epsilon / 2R)$$

Remplaçons $(V_Y - V_X)$ par le résultat de l'analyse de l'étage d'entrée (Eq. 1)

$$V_{out} = 11 (V_b - V_a) - V_Y \times (\epsilon / 2R)$$

Si $V_a = V_b = V_{CM}$ (tension mode commun) alors $V_X = V_Y = V_{CM}$. Donc,

$$V_{out} = 11 (V_b - V_a) - 0.0005 (V_{CM})$$

L'amplificateur d'instrumentation a donc un gain en mode différentiel $|A_d| = 11 \text{ V/V}$, un gain en mode commun $|A_{CM}| = 0.0005 \text{ V/V}$ et un taux de rejet du mode commun :

$$\text{CMRR} = 20 \log [|A_d| / |A_{CM}|] = 20 \log [11 / 0.0005] = 86.84 \text{ dB}$$