



Instrumentation Électronique PI

Sujets de TD 2024/2025

Fanny POINSOTTE

Nicolas RUTY

Nathalie MATHIEU

Davide BUCCI

TD n°2 : AOP et Ampli Diff

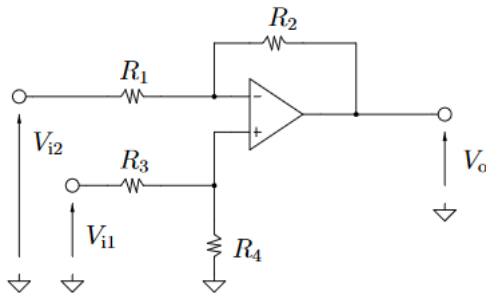
Objectifs pédagogiques :

AOP → Révision
 Alimentation Non Symétrique → Polarisation autour de $V_{cc}/2$
 Amplificateur Différentiel → Montage à 1 AOP
 Mode Différentiel, Mode Commun → TRMC

Exercice 1 : Amplificateur différentiel à 1 AOP

Cet exercice est à préparer à la maison. On reviendra en séance sur la question 6.

Dans un grand nombre d'applications, un circuit de conditionnement de type **pont de mesure** permet de transformer le signal issu du capteur en tension. L'exemple le plus connu est le **pont de Wheatstone** qui délivre une **différence de tension proportionnelle à la grandeur physique à mesurer**. La tension différentielle aux bornes du pont doit en général être amplifiée avec un **amplificateur différentiel**.



Rappel des définitions :

- Tension différentielle :
 $V_d = V_{i1} - V_{i2}$
- Tension de mode commun :
 $V_{mc} = \frac{V_{i1} + V_{i2}}{2}$

1. Faire une liste des critères de sélection d'un « bon » amplificateur d'instrumentation.
2. Donner l'expression de la tension de sortie V_o en fonction des tensions d'entrée V_{i1} et V_{i2} en supposant l'AOP idéal.
3. Exprimer V_{i1} et V_{i2} en fonction de V_d et V_{mc} .
4. Montrer que V_o peut s'écrire sous la forme : $V_o = A_d V_d + A_{mc} V_{mc}$ et donner les expressions de A_d , gain différentiel, et A_{mc} , gain de mode commun.
5. En déduire la condition sur le choix des résistances pour annuler A_{mc} . Donner A_d dans ce cas ainsi que le taux de réjection de mode commun défini par : $(T_{rmc})_{dB} = 20 \log \left(\frac{A_d}{A_{mc}} \right)$
6. En pratique on choisit souvent $R_1 = R_3$ et $R_2 = R_4$, mais il est difficile de réaliser cette condition à cause de la précision des résistances : $R_i = R_{in}(1 \pm \epsilon_r)$ où R_{in} est la valeur nominale de la résistance.

Dans le pire cas les résistances sont données par les relations suivantes :

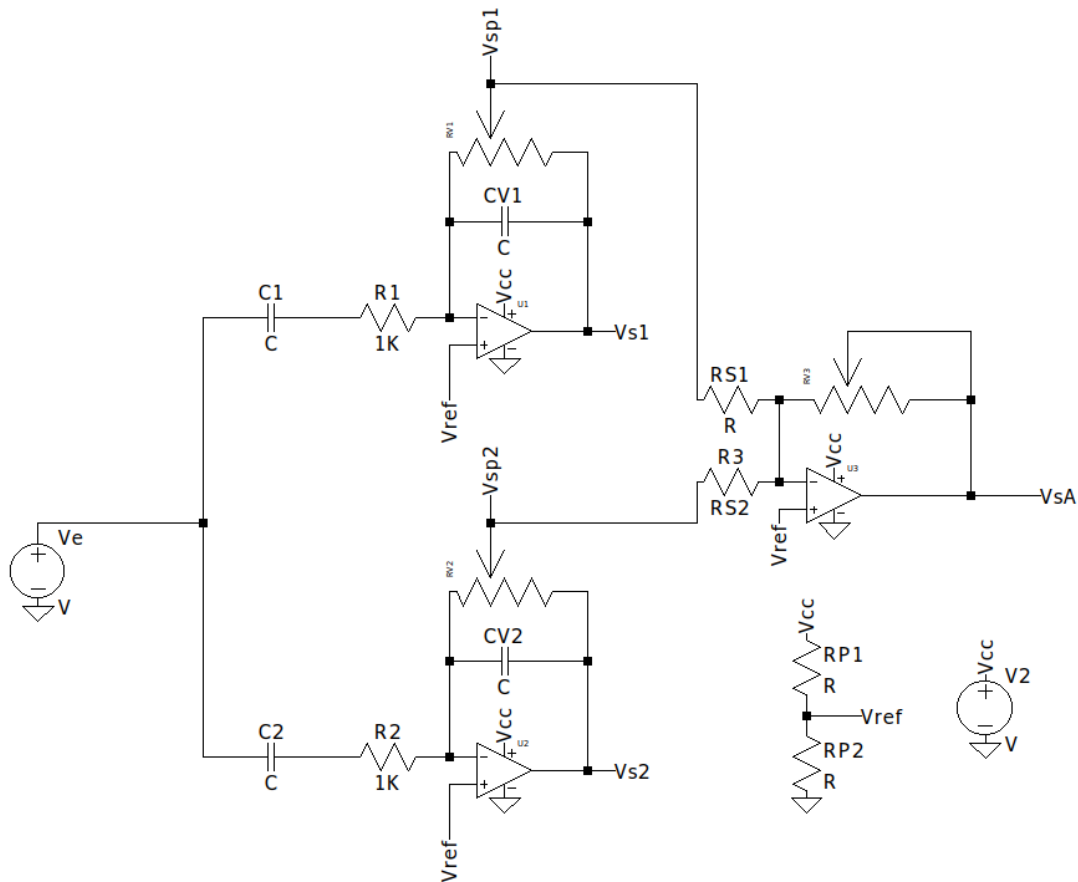
$$R_1 = R_{1n}(1 + \epsilon_r), R_2 = R_{2n}(1 - \epsilon_r), R_3 = R_{3n}(1 - \epsilon_r), R_4 = R_{4n}(1 + \epsilon_r)$$

- a. Donner l'expression de A_{mc} en fonction de R_{1n} , R_{2n} et ϵ_r . Ne pas hésiter à simplifier les expressions dès que possible en négligeant les termes qui peuvent l'être.
- b. Calculer la valeur de $(T_{rmc})_{dB}$ en supposant que le gain différentiel reste inchangé pour ϵ_r faible, on prendra $\epsilon_r = 0.1\%$, et $R_{2n}/R_{1n} = 100$.

Exercice 2 : Révisions sur les AOPs : Filtrés

Cet exercice permettra une révision des montages à AOP alimentés en non symétrique et utilisés en régime linéaire. N'hésitez pas à simuler le fonctionnement du montage grâce à l'outil LT-Spice, que vous connaissez maintenant bien. Cela permettra de valider votre dimensionnement.

Le but de ce montage est de réaliser un correcteur de tonalité pour un ampli audio. L'objectif est de filtrer les graves et de les amplifier avec un gain $G_g(f)$, parallèlement de filtrer les aigus et de pouvoir les amplifier avec un autre gain $G_a(f)$. Le signal de sortie du montage est la somme (graves + aigus) pondérée.

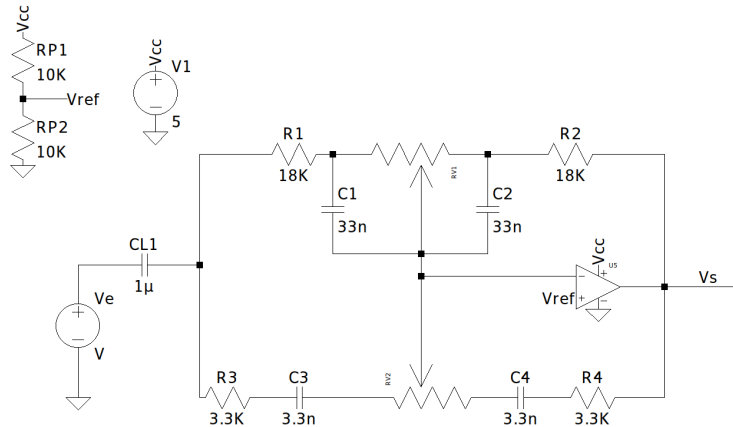


On donne $V_{CC} > 0$. $R_1 = R_2 = 1k\Omega$. Pour une tension d'entrée V_e sinusoïdale d'amplitude inférieure à V_{CC} :

1. Comment choisir la tension de polarisation du montage ? En déduire des valeurs possibles de R_{P1} et R_{P2} , justifier le choix de l'ordre de grandeur.
2. Faire l'étude de la polarisation du montage : montrer qu'en polarisation, on a bien V_{ref} en tout point du montage. Quel défaut de l'AOP pourrait induire de légère variation.
3. Etude dynamique : Faire le schéma équivalent petit signal, en considérant des AOPs idéaux.
4. Déterminer les fonctions de transfert V_{s1}/V_e , V_{s2}/V_e , V_{sp1}/V_e et V_{sp2}/V_e .
5. Choisir les valeurs des composants (dans la série E12) pour obtenir :
 - (a) des gains max (proches) de 10, dans la bande passante de chaque filtre,
 - (b) une bande passante « grave » entre 50Hz et 1kHz,
 - (c) une bande passant « aigüe » entre 1kHz et 20kHz.
6. Déterminer V_{sA} en fonction de V_{sp1} et V_{sp2} .

Exercice 3 : Révisions sur les AOPs, Montage de Baxandall

Le montage Baxandall permet de réaliser un amplificateur audio avec deux gammes de fréquences amplifiées différemment avec un seul amplificateur opérationnel. Vous l'étudiez en pratique en BE, nous vous proposons ici une étude théorique guidée.



$V_{CC} > 0$,
 $R_{V1} = 160k\Omega$,
 $R_{V2} = 32k\Omega$,
 chaque potentiomètre, en fonction de son réglage de curseur sera équivalent à deux résistances αR et $(1 - \alpha)R$

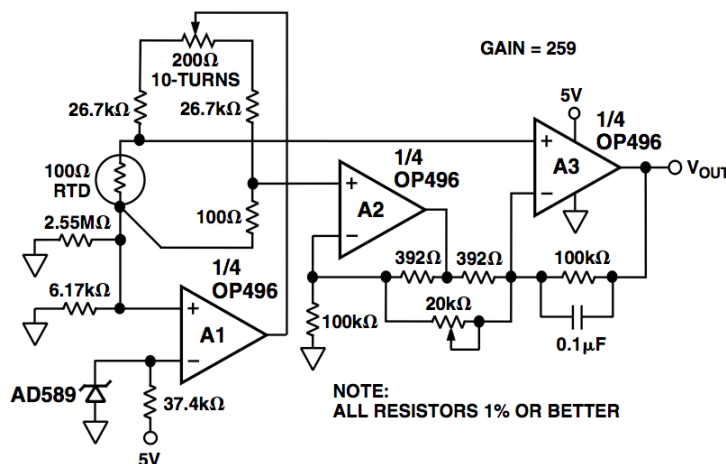
1. Faire l'étude de la polarisation du montage : montrer qu'en polarisation, on a bien un potentiel V_{ref} en tout point du montage.
2. Soit la fonction de transfert $H_1(j\omega) = G_{01} \frac{1+j\frac{\omega}{\omega_{01}}}{1+j\frac{\omega}{\omega_{02}}}$. Représenter son diagramme de Bode asymptotique (amplitude uniquement) pour les trois cas suivant : $\omega_{01} = \omega_{02}$, $\omega_{01} = 10.\omega_{02}$, $\omega_{01} = \omega_{02}/10$
3. En très basses fréquences C_1 , C_2 , C_3 , C_4 seront alors des interrupteurs ouverts. Déterminer la fonction de transfert du montage. Que pensez-vous de la fréquence de coupure basse.
4. On se place maintenant dans les basses fréquences, telles que l'effet de C_{L1} est négligeable, et que C_3 et C_4 sont des interrupteurs ouverts.
 - (a) Faire le schéma équivalent.
 - (b) Déterminer la fonction de transfert et la mettre sous la forme d'un produit de fonction du type $H_1(j\omega)$.
 - (c) Tracer la fonction de transfert pour $\alpha=0;0.25;0.5;0.75;1$.
 - (d) Bonus : vérifier la validité des hypothèses sur C_3 et C_4 dans la gamme de fréquences obtenues.
5. Faire de même pour les hautes fréquences, telles que l'effet de C_{L1} , C_1 , C_2 est négligeable.
6. En déduire le fonctionnement global du montage.

TD n°3 : Amplificateur d'instrumentation à 2 AOPs

Objectifs pédagogiques :

Amplificateur différentiel à 2 AOP → Calculs
 Chaîne d'instrumentation → Découverte
 Pont de Wheatstone → Utilisation

Le circuit suivant, réalisé avec 3 amplificateurs opérationnels, est chargé de conditionner une mesure de température, à partir d'une alimentation unique. Le capteur utilisé est une résistance variable avec la température (aussi appelée RTD : Resistance Temperature Detector). Le circuit AD589 fournit une référence de tension à 1,235 V. Il se comporte comme une diode Zener de tension Zener très précise, égale à 1.235 V.



Single Supply amplifier.

Note : Une erreur s'est glissée dans le schéma (tiré de la fiche technique de l'amplificateur opérationnel OP496, de chez Analog Devices) : les entrées de l'ampli A1 sont inversées, car tel que le schéma est dessiné l'amplificateur fonctionne en non linéaire.

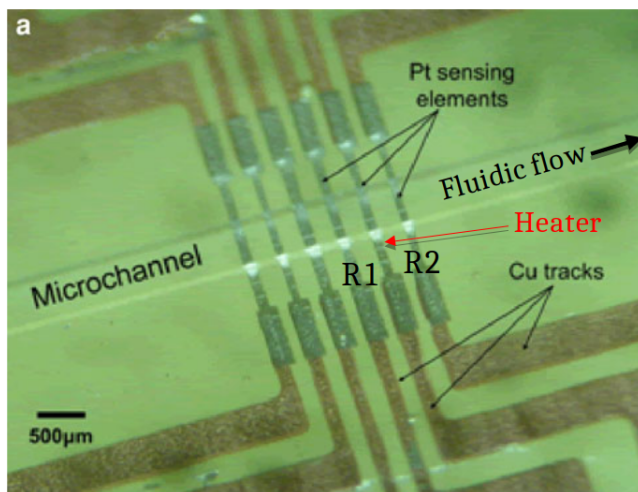
1. Identifier sur le schéma le capteur et le pont de Wheatstone.
2. Calculer le courant I qui circule dans l'association de résistances en parallèle ($2,55M\Omega$ et $6,17k\Omega$), si on suppose que le potentiomètre 10 tours est en milieu de course. En considérant que les résistances ont une précision de 1%, que pensez vous de l'effet de la résistance de $2,55M\Omega$.
3. Quelle est la fonction du potentiomètre 200Ω ?
4. L'ensemble A2, A3 est une structure discrète d'amplificateur d'instrumentation. Calculer V_{out} en fonction de la tension de sortie du pont $\epsilon = V_{3+} - V_{2+}$. Dans cette question on ne tiendra pas compte des potentiomètres ni des capacités.
5. En déduire la conversion $V_{out} \rightarrow T$ en $^{\circ}C$ si on considère que l'équation de la RTD est : $R = 100(1 + \alpha T)$ où $\alpha = 0,00385/^{\circ}C$ et T est la température mesurée en $^{\circ}C$.
6. Si on tient maintenant compte de la capacité de $0,1 \mu F$ en parallèle sur la résistance de $100k\Omega$, donner l'influence de cette capacité et quantifier la fréquence de coupure qu'il introduit. Pourquoi est-il souhaitable de réaliser cette fonction de filtrage? *NOTE : on peut faire une approximation pour simplifier les calculs, en observant qu'à une fréquence relativement basse, le module de l'impédance de l'association en parallèle du condensateur $0,1 \mu F$ et la résistance $100k\Omega$ est encore beaucoup plus grand que 392Ω .*

TD n°4 : Mesure de débit dans un canal microfluidique à partir d'un gradient de température

Objectifs pédagogiques :

Amplificateur différentiel à 3 AOP → Calculs
 Chaîne d'instrumentation → Approfondissement
 Pont de Wheatstone → Utilisation

La microfluidique consiste dans l'étude et la manipulation des fluides à l'échelle micro-métrique. Les applications typiques sont les encres électronique des liseuses, les têtes d'imprimante à jet d'encre, le diagnostic médical, les tests de dépistage, etc. Les technologies microfluidiques sont considérées comme essentielles pour effectuer des opérations de test chimique complexes sur de petites quantités d'un fluide. Dans le domaine de la biologie, elles permettent de réaliser de véritables laboratoires sur puce, combinant, en parallèle, plusieurs étapes de traitement et analyse. Dans ce contexte, la caractérisation de l'écoulement dans un microcanal est primordiale. De nombreuses approches existent, et nous allons analyser une solution basée sur une approche thermofluidique, telle que présentée par Patsis et al.¹.



L'idée, illustrée par la figure 1, est de chauffer le fluide qui circule dans le microcanal grâce à un élément chauffant constitué d'une résistance de Pt traversée par un courant. Les deux résistances de R_1 et R_2 situées de part et d'autre de la résistance chauffante jouent le rôle de thermistances.

Figure 1: Photo d'un microcanal réalisé au-dessus de résistances de platine, utilisées comme thermorésistances. Adaptée de Patsis et al.

Si le fluide (non conducteur) est « au repos » dans le microcanal, le débit est nul, les deux thermistances sont alors à la même température car chauffées de façon symétrique et $R_1 = R_2$. Quand le débit n'est pas nul, le fluide transporte la chaleur et les valeurs de R_1 et R_2 sont différentes. Grâce à une calibration, ce phénomène peut être utilisé pour mesurer la vitesse d'écoulement du fluide.

L'objectif du TD est d'étudier le circuit d'acquisition de la différence de température.

1. Patsis, G. P., Petropoulos, A., & Kaltsas, G. (2012). Modelling and evaluation of a thermal microfluidic sensor fabricated on plastic substrate. *Microsystem technologies*, 18(3), 359-364.

Exercice 1 : Conditionnement du signal et amplification

On étudie le circuit formé par les capteurs, le pont de Wheatstone et l'amplificateur connecté à sa sortie, figure 2. Les condensateurs seront négligés (équivalents à des circuits ouverts). Les résistances sont données par les relations suivantes :

$$R_1 = R_0(1 - \alpha q)$$

$$R_2 = R_0(1 + \alpha q)$$

$$R_3 = R_0$$

$$R_4 = R_0$$

Où q représente le flux/débit du fluide (exprimé en $\mu\text{l}/\text{min}$), $\alpha = 2.10^{-3}(\mu\text{l}/\text{min})^{-1}$ et $R_0 = 60\Omega$. Une des difficultés avec des capteurs résistifs est de limiter l'effet d'auto-échauffement pour ne pas perturber la mesure. Les résistances R_5 and R_6 sont utilisées afin de limiter l'alimentation en tension du pont pour remplir cette condition.

1. Quel est l'avantage d'un pont de Wheatstone pour détecter une faible variation de résistance des capteurs ?
2. On suppose la tension V_{CD} continue et constante. Calculer la tension de sortie du pont V_{AB} en fonction de V_{CD} et du débit du fluide q .
3. Calculer la résistance totale du pont mesurée entre les points C and D (on considèrera que les résistances R_5 et R_6 sont déconnectées). Varie-t-elle avec q ?
4. Prendre en compte R_5 et R_6 , telles $R_5 = R_6$. Choisir leur valeur pour que la puissance dissipée dans les résistances R_1 à R_4 du pont soit égale à 1mW au total (i.e. somme des puissances dans les résistances).
5. Calculer les valeurs numériques de V_{CD} et V_{AB} pour un flux $q = 5\mu\text{l}/\text{min}$, en utilisant les valeurs de R_5 et R_6 déterminées dans la question précédente.

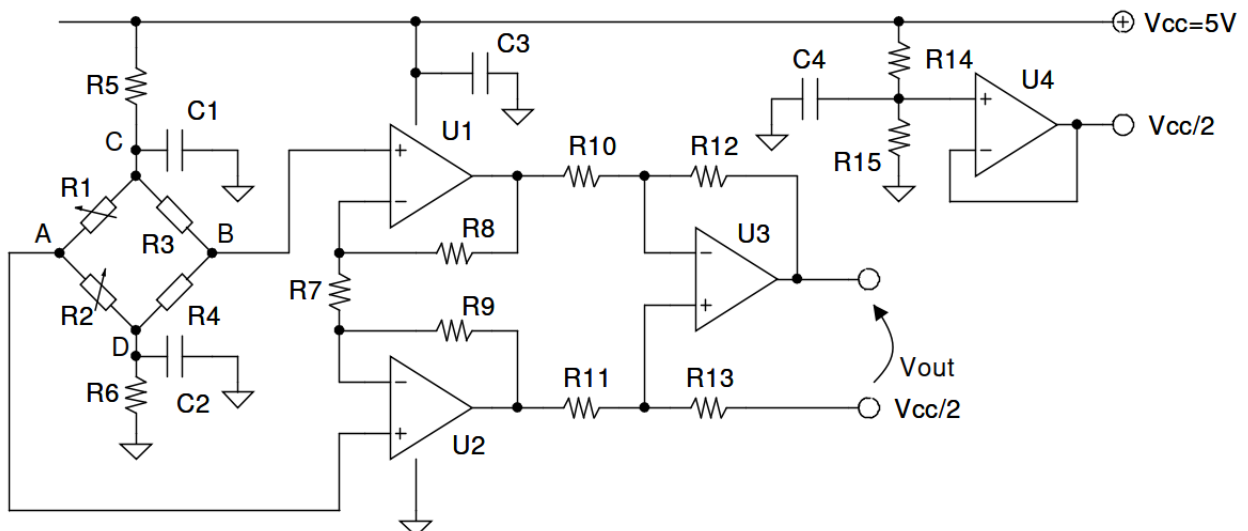


Figure 2: Circuit étudié dans les exercices 1 et 2. $R_{14} = R_{15} = 47\text{ k}\Omega$.

Exercice 2 : Amplification Différentielle

On considère l'amplificateur d'instrumentation formé par les AOPs U_1 , U_2 et U_3 , qui sont à l'intérieur du composant OPA4191.

1. Calculer le gain différentiel nécessaire pour obtenir $V_{out} = 2V$ pour un débit de $5\mu\text{l}/\text{min}$. On prendra $V_{AB} = 1\text{mV}$, en cohérence avec la question précédente.
2. On choisit $R_8 = 50\text{k}\Omega$, $R_{10} = 5\text{k}\Omega$, $R_{12} = 50\text{k}\Omega$. Calculer les valeurs de R_7 , R_9 , R_{11} et R_{13} pour obtenir le gain différentiel calculé dans les précédentes questions.
3. Peut-on obtenir un débit de $-2\mu\text{l}/\text{min}$? Quelle tension V_{out} obtient-on dans cette condition?
4. On considère que U1 et U2 ont une tension de décalage (entre leur borne V^+ et V^-) égale au maximum donné par le fabricant, de sorte que l'erreur soit maximale. Quel est l'effet sur la tension de sortie? Calculer l'erreur relative sur un débit maximum $5\mu\text{l}/\text{min}$.
5. Pourquoi a-t-on pu négliger la tension de décalage d'U3 dans les questions précédentes?

Annexes

A Extrait de la datasheet de l'OP4191

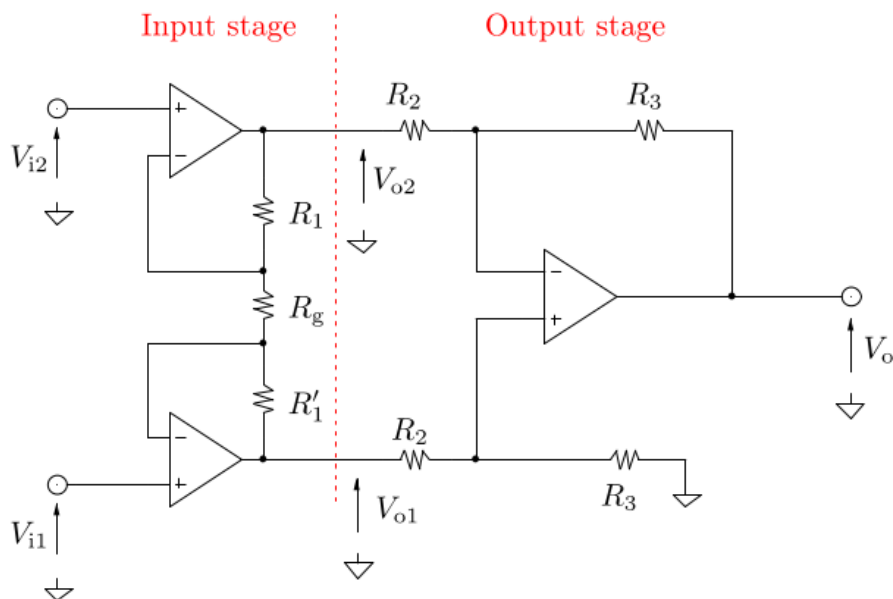
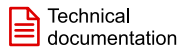


Figure 3.7: Differential amplifier with three operational amplifier: the instrumentation amplifier by antonomasia.

Figure 3: Amplificateur Différentiel à 3 AOP à base d'OP4191.



OPA191, OPA2191, OPA4191

SBOS701D – DECEMBER 2015 – REVISED AUGUST 2021

OPAx191 36-V, Low-Power, Precision, CMOS, Rail-to-Rail Input/Output, Low Offset Voltage, Low Input Bias Current Op Amp

1 Features

- Low offset voltage: $\pm 5 \mu\text{V}$
- Low offset voltage drift: $\pm 0.1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- Low noise: $15 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz
- High common-mode rejection: 140 dB
- Low bias current: $\pm 5 \text{ pA}$
- Rail-to-rail input and output
- Wide bandwidth: 2.5-MHz GBW
- High slew rate: $5 \text{ V}/\mu\text{s}$
- Low quiescent current: 140 μA per amplifier
- Wide supply: $\pm 2.25 \text{ V}$ to $\pm 18 \text{ V}$, 4.5 V to 36 V
- EMI/RFI filtered inputs
- Differential input voltage range to supply rail
- High capacitive load drive capability: 1 nF
- Industry standard packages:
 - Single in SOIC-8, SOT-5, and VSSOP-8
 - Dual in SOIC-8 and VSSOP-8
 - Quad in SOIC-14, TSSOP-14, and WQFN-16

3 Description

The OPAx191 family (OPA191, OPA2191, and OPA4191) is a new generation of 36-V, e-trim™ operational amplifiers.

These devices offer outstanding dc precision and ac performance, including rail-to-rail input/output, low offset voltage ($\pm 5 \mu\text{V}$, typ), low offset drift ($\pm 0.2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, typ), and 2-MHz bandwidth.

Unique features, such as differential input-voltage range to the supply rail, high output current ($\pm 65 \text{ mA}$), high capacitive load drive of up to 1 nF, and high slew rate ($5 \text{ V}/\mu\text{s}$), make the OPAx191 a robust, high-performance operational amplifier for high-voltage industrial applications.

The OPAx191 family of op amps is available in standard packages and is specified from -40°C to $+125^\circ\text{C}$.

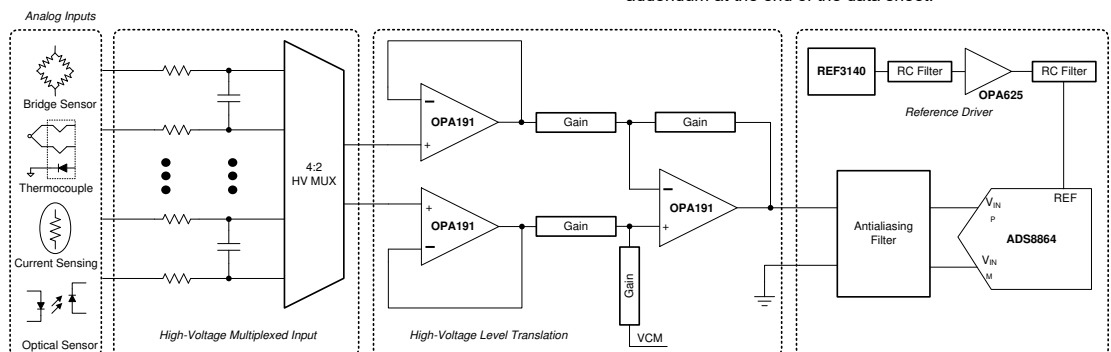
2 Applications

- [Analog input module](#)
- [Mixed module \(AI, AO, DI, DO\)](#)
- [Data acquisition \(DAQ\)](#)
- [Source measurement unit \(SMU\)](#)
- [Pressure transmitter](#)
- [Train control and management systems](#)
- [Lab and field instrumentation](#)

Device Information

| PART NUMBER | PACKAGE ⁽¹⁾ | BODY SIZE (NOM) |
|-------------|------------------------|-------------------|
| OPA191 | SOIC (8) | 4.90 mm × 3.90 mm |
| | SOT (5) | 2.90 mm × 1.60 mm |
| | VSSOP (8) | 3.00 mm × 3.00 mm |
| OPA2191 | SOIC (8) | 4.90 mm × 3.90 mm |
| | VSSOP (8) | 3.00 mm × 3.00 mm |
| OPA4191 | SOIC (14) | 8.65 mm × 3.90 mm |
| | TSSOP (14) | 5.00 mm × 4.40 mm |
| | WQFN (16) | 4.00 mm × 4.00 mm |

(1) For all available packages, see the package option addendum at the end of the data sheet.



OPA191 in a High-Voltage, Multiplexed, Data-Acquisition System

⚠ An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

6.8 Electrical Characteristics: $V_S = \pm 2.25\text{ V to } \pm 4\text{ V}$ ($V_S = 4.5\text{ V to } 8\text{ V}$)

at $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = V_{OUT} = V_S / 2$, and $R_L = 10\text{ k}\Omega$ connected to $V_S / 2$ (unless otherwise noted)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNIT | |
|---|--|--|--|-----------------------------|--------------|--------------------------------------|
| OFFSET VOLTAGE | | | | | | |
| V_{OS} | Input offset voltage | $V_S = \pm 2.25\text{ V}$, $V_{CM} = (V+) - 3\text{ V}$ | | ± 5 | ± 25 | μV |
| | | | $T_A = 0^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$ | ± 8 | ± 75 | |
| | | | $T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$ | ± 10 | ± 125 | |
| | | $(V+) - 3.0\text{ V} < V_{CM} < (V+) - 1.5\text{ V}$ | | See Typical Characteristics | | |
| | | $V_S = \pm 3\text{ V}$, $V_{CM} = (V+) - 1.5\text{ V}$ | $T_A = 0^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$ | ± 10 | ± 50 | |
| | | | $T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$ | ± 25 | ± 150 | |
| OPA4191 (RUM, PW), $V_S = \pm 3\text{ V}$, $V_{CM} = (V+) - 1.5\text{ V}$ | $T_A = -40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$ | ± 10 | ± 50 | | | |
| | $T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$ | ± 90 | ± 475 | | | |
| dV_{OS}/dT | Input offset voltage drift | $V_S = \pm 2.25\text{ V}$, $V_{CM} = (V+) - 3\text{ V}$, D and PW packages only | $T_A = 0^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$ | ± 0.1 | ± 0.8 | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| | | | $T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$ | ± 0.15 | ± 1.2 | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| | | $V_S = \pm 2.25\text{ V}$, $V_{CM} = (V+) - 3\text{ V}$, RUM, DGK and DBV packages only | $T_A = 0^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$ | ± 0.1 | ± 0.9 | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| | | | $T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$ | ± 0.15 | ± 1.3 | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| $V_S = \pm 2.25\text{ V}$, $V_{CM} = (V+) - 1.5\text{ V}$ | $T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$ | ± 0.5 | | | | |
| | | | | | | |
| PSRR | Power-supply rejection ratio | $T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$, $V_{CM} = V_S / 2 - 0.75\text{ V}$ | | ± 1 | | $\mu\text{V/V}$ |
| INPUT BIAS CURRENT | | | | | | |
| I_B | Input bias current | | | ± 5 | ± 20 | pA |
| | | $T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$ | | | | ± 9 |
| I_{OS} | Input offset current | | | ± 2 | ± 20 | pA |
| | | $T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$ | | | | ± 2 |
| NOISE | | | | | | |
| E_n | Input voltage noise | $(V-) - 0.1\text{ V} < V_{CM} < (V+) - 3\text{ V}$ | $f = 0.1\text{ Hz to } 10\text{ Hz}$ | 1.4 | | μV_{PP} |
| | | $(V+) - 1.5\text{ V} < V_{CM} < (V+) + 0.1\text{ V}$ | $f = 0.1\text{ Hz to } 10\text{ Hz}$ | 7 | | |
| e_n | Input voltage noise density | $(V-) - 0.1\text{ V} < V_{CM} < (V+) - 3\text{ V}$ | $f = 100\text{ Hz}$ | 18 | | $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| | | | $f = 1\text{ kHz}$ | 15 | | |
| | | $(V+) - 1.5\text{ V} < V_{CM} < (V+) + 0.1\text{ V}$ | $f = 100\text{ Hz}$ | 53 | | |
| | | | $f = 1\text{ kHz}$ | 24 | | |
| i_n | Input current noise density | | $f = 1\text{ kHz}$ | 1.5 | | $\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ |
| INPUT VOLTAGE | | | | | | |
| V_{CM} | Common-mode voltage range | | | $(V-) - 0.1$ | $(V+) + 0.1$ | V |
| CMRR | Common-mode rejection ratio | $V_S = \pm 2.25\text{ V}$, $(V-) - 0.1\text{ V} < V_{CM} < (V+) - 3\text{ V}$ | | 96 | 110 | dB |
| | | | $T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$ | 90 | 104 | |
| | | $V_S = \pm 2.25\text{ V}$, $(V+) - 1.5\text{ V} < V_{CM} < (V+)$ | | 96 | 120 | |
| | | | $T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$ | 84 | 100 | |
| | | $(V+) - 3\text{ V} < V_{CM} < (V+) - 1.5\text{ V}$ | | See Typical Characteristics | | |
| INPUT IMPEDANCE | | | | | | |
| Z_{ID} | Differential | | | 100 1.6 | | $\text{M}\Omega \parallel \text{pF}$ |
| Z_{IC} | Common-mode | | | 1 6.4 | | $10^{13}\Omega \parallel \text{pF}$ |

TD n°5 : Synthèse de filtre

Objectifs pédagogiques :

Filtre de Sallen-Key → Calculs
 Chaîne d'instrumentation → Echantillonnage
 Repliement Spectral → Ordre du filtre

Nous reprenons ici le travail débuté avec le TD4. Nous allons filtrer le signal provenant de l'ampli d'instrumentation. Les fréquences contenues dans le signal vont jusqu'à 10Hz. La sortie du filtre doit alimenter un convertisseur analogique numérique (CAN) 12 bits. Nous allons concevoir un filtre passe-bas de fréquence de coupure à -3dB égale à 10Hz. Son gain max dans la bande passante sera proche de 0dB.

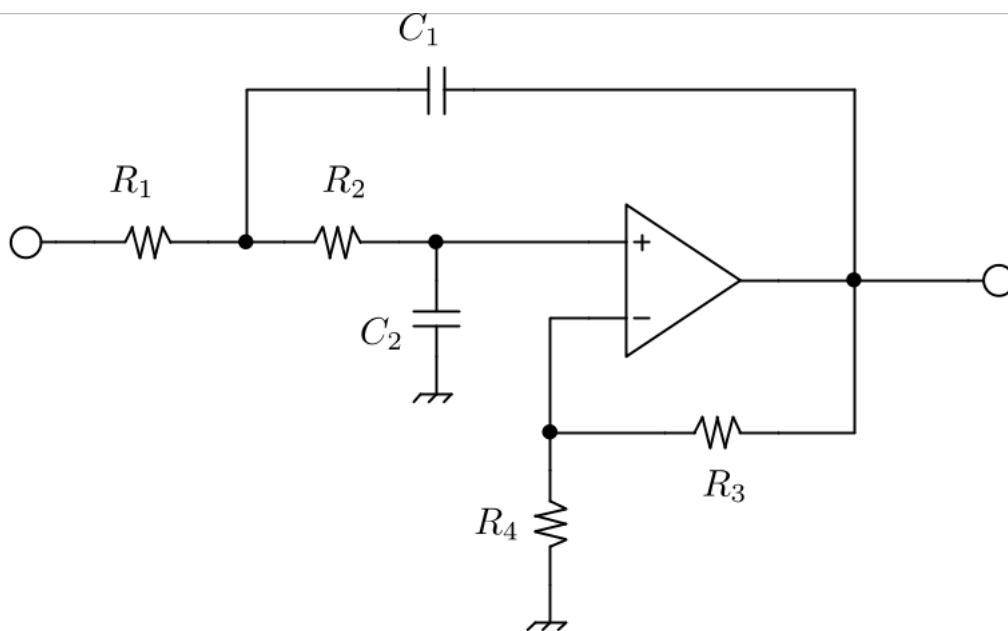


Figure 1: Filtre de Sallen-Key. Cellule passe-bas du second ordre.

1. Un signal de fréquence 50 Hz parasite le système de mesure, pouvant atteindre 200mV crête à crête à la sortie de l'amplificateur différentiel. Si la fréquence d'échantillonnage du convertisseur est fixée à 55Hz, à partir de quelle fréquence du repliement spectral se produit-il?
2. Que devient le signal parasite après l'échantillonnage? Peut-on alors filtrer ce signal parasite, sans perte l'information contenu dans le signal?
3. En utilisant la représentation asymptotique, calculer l'ordre du filtre nécessaire à ce que le signal parasite soit atténué jusqu'à 10mV crête à crête en sortie du filtre.
4. Déterminer la fonction de transfert du filtre de Sallen-Key et la mettre sous la forme : $H(j\omega) = \frac{K}{1 + j\frac{\omega}{Q\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}$. Déterminer les valeurs de R_3 et R_4 pour que K soit égal à 1.
5. En choisissant $R_1 = R_2 = 100k\Omega$, déterminer C_1 et C_2 pour que la fréquence de coupure soit 10Hz et le facteur de qualité $Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Justifier le choix du facteur de qualité.
6. Calculer l'atténuation du signal à 50Hz une fois filtré. Est-ce cohérent avec l'ordre du filtre déterminé à la question 2?

TD n°6 : Synthèse de filtre - Simulation

Nous reprenons ici le travail débuté avec le TD5. Nous allons nous concentrer sur le filtre, et précisément sur la comparaison du filtre de Sallen-Key avec une cascade de filtre d'ordre 1. Nous considérons la fréquence maximale du signal utile à 10Hz. Le signal parasite est à 50Hz, de 200mVpp. La fréquence d'échantillonnage du convertisseur est fixée à 55Hz. Un fichier de simulation (Echantillonneur-FiltreSortie.asc), contenant un générateur sommant signal utile et signal parasite est mis à votre disposition. Le fichier contient également un échantillonneur-bloqueur à 55Hz, suivi d'un filtre de sortie, voir Figure 1.

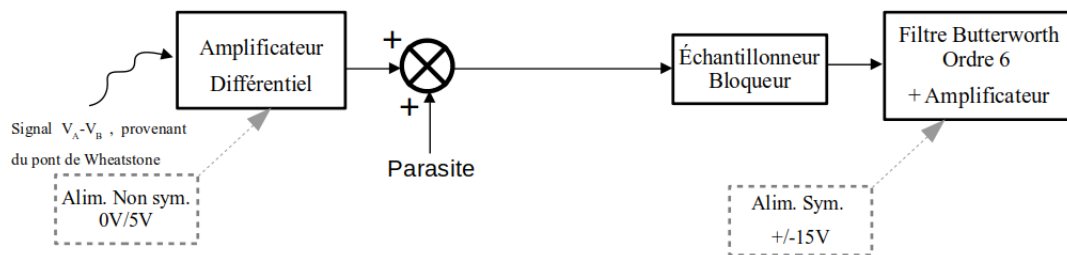


Figure 1: Schéma de la chaîne d'acquisition de base, sans filtre anti-repliement

1. Dans le fichier de simulation, correspondant au départ au schéma de la figure 1, observer les signaux Entree-Signal, Ech-Out, Filt-Out, pour différentes configurations (fréquence, amplitude) du signal utile et du signal parasite. On cherchera en particulier à observer les effets du repliement spectral.
2. Pour limiter les effets du repliement, implémenter tout d'abord le filtre de Sallen-Key dimensionné durant le TD5. C'est le filtre anti-repliement du schéma bloc de la figure 2
 - (a) Tracer le diagramme de Bode. Vérifier les niveaux d'atténuation obtenues aux fréquences souhaitées.
 - (b) Connecter Signal Utile + Parasite à l'entrée du filtre, puis la sortie du filtre sur l'entrée de l'échantillonneur bloqueur. Observer les signaux de sorties pour différentes configurations. Vérifier que l'effet du filtrage anti-repliement.

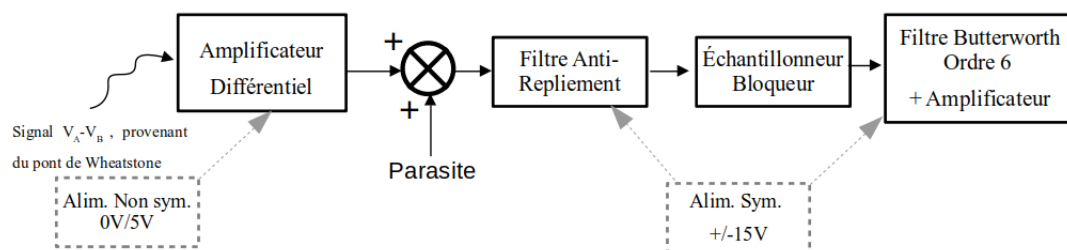


Figure 2: Schéma de la chaîne d'acquisition de base, avec filtre anti-repliement, qui pourra être actif ou passif.

3. Implémenter dans LT-Spice, une cascade de deux filtres RC du premier ordre, de fréquence de coupure égale à 10Hz.
 - (a) Tracer les diagrammes de Bode, d'abord d'un seul étage, puis de la cascade. Veiller à adapter les impédances d'entrée/sortie des deux étages.
 - (b) Réaliser le test de filtrage anti-repliement avec les mêmes signaux d'entrées qu'au 2.b). Etudier les différences entre le filtre de Sallen-Key et la cascade de filtre.

TD n°7 - DM : Système d'acquisition pour Cytométrie en Flux

La cytométrie en flux consiste en la mesure de quelques paramètres de cellules, transportées par un fluide circulant à travers un capillaire ou un petit orifice. Une des applications historiques de cette technique est le comptage de cellules sanguines contenues dans un échantillon (note : on trouve aussi des applications dans le brassage de la bière, avec le comptage de la population de levure en suspension pendant la fermentation). Cette application a été révolutionnée par l'invention du compteur Coulter, brevetée en 1953. Son principe est basé sur une mesure d'impédance, comme décrit sur la figure 1.

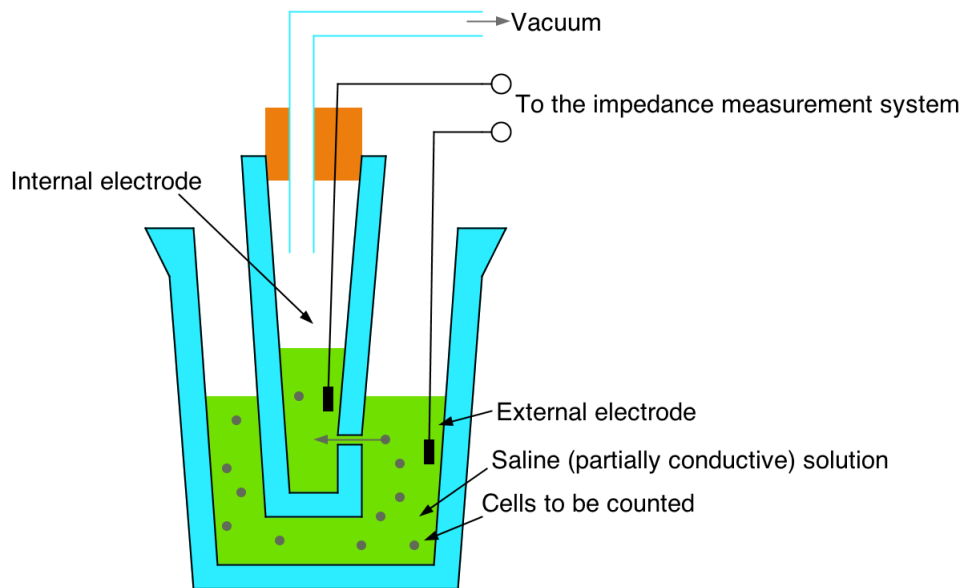


Figure 1 – Principe de mesure du compteur Coulter.

Une solution saline contenant des cellules est placée dans un bocal externe. Un second contenant en verre, avec un très petit orifice (de taille calibrée) est plongé dans la solution. Une pression différentielle est alors appliquée grâce à une pompe à vide. Une certaine quantité (débit contrôlé) de solution s'écoule à travers l'orifice. Deux électrodes sont placées en contact avec la solution : une à l'intérieur, et une à l'extérieur.

- Si aucune cellule ne traverse l'orifice, la relative conductivité de la solution saline permet de mesurer une résistance de référence entre l'électrode externe et l'électrode interne.
- Si une cellule, relativement isolante, traverse l'orifice, la résistance augmente temporairement. Le changement de résistance est à peu près proportionnelle au volume de la cellule. La détection d'une cellule traversant l'orifice peut ainsi être réalisée par une « simple » mesure de résistance. D'un point de vue électronique, nous considérerons le système comme un capteur résistif dont la résistance R_x varie entre $1k\Omega$ et $100k\Omega$. Le but des questions ci-après est d'étudier système d'acquisition des valeurs d'impédance, qui sera utilisé pour compter des cellules. L'excitation du capteur doit être alternative (AC), de composante moyenne nulle, pour éviter les effets électrolytiques. Des alimentations symétriques $\pm 15V$ seront utilisées pour alimenter les amplificateurs opérationnels.

Exercice 1 : Conditionnement et Amplification

1. Décrire rapidement le rôle d'un circuit de conditionnement pour ce capteur résistif.

- Quelle différence peut-on faire entre la mesure de résistance par les méthodes « deux fils » et « quatre fils ». Quels sont les avantages d'une mesure « à quatre fils »? Sont-ils pertinents pour notre application?

La Figure 2 montre le circuit utilisé pour l'excitation du capteur et l'amplification du signal. Le signal d'excitation V_e est un signal carré de 2V crête à crête et de fréquence 1kHz. Les amplificateurs opérationnels U1, U2 et U3 sont considérés comme idéaux.

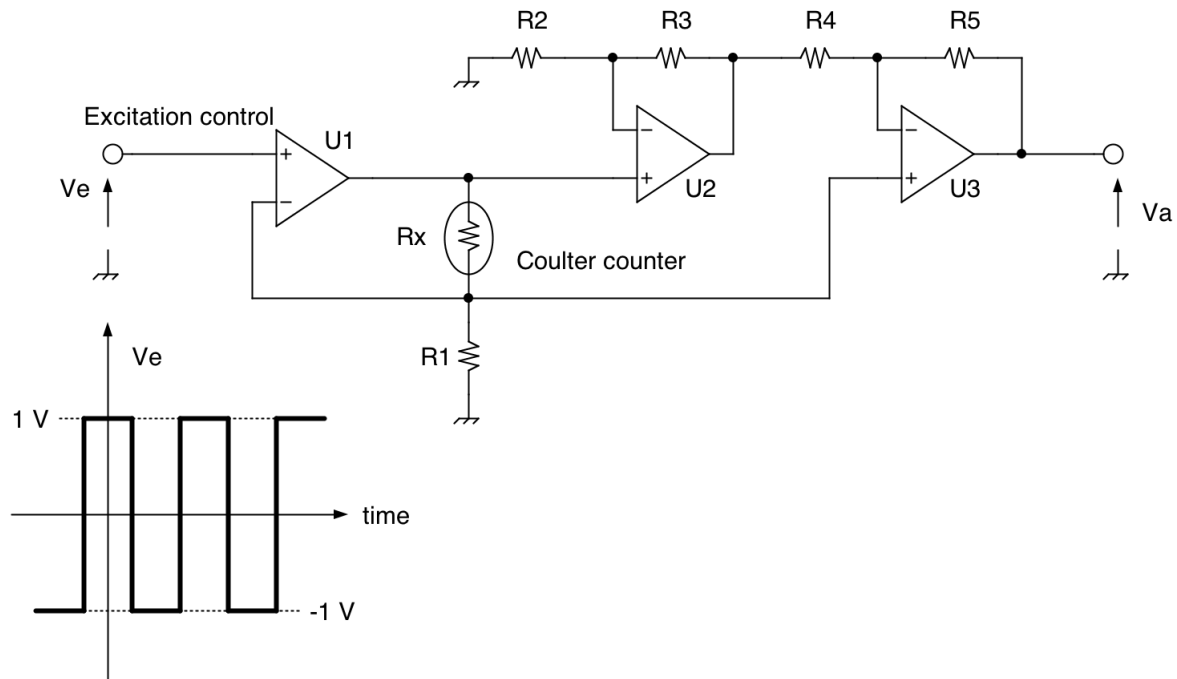


Figure 2 – Circuit de conditionnement et d'amplification du capteur résistif. R_x représente le compteur Coulter.

- Exprimer le courant I_s circulant dans le capteur R_x , en fonction de V_e et R_1 . Quel est le rôle de U1?
- Choisir une valeur numérique pour R_1 de façon à que la tension de sortie de U1 soit toujours comprise entre -3 V et +3 V, pour toute valeur de R_x possible (voir intro).
- Décrire la fonction du circuit formé par U2, U3, R2-R5.
- Exprimer la relation entre V_a , V_e et R_x .
- On fixe $R_2=R_5=10k\Omega$. Choisir R_3 , R_4 de façon à que V_a soit comprise entre -10 V et +10 V, pour toute valeurs pouvant être prise par R_x .

Exercice 2 : Détection du signal

La sortie du premier circuit, noté V_a , est un signal carré en opposition de phase avec l'excitation V_e . Nous employons ici une stratégie de redressement synchrone pour le transformer en un signal continu dont l'amplitude est proportionnelle à la résistance R_x . Nous considérons alors le circuit de la figure 3. U4 est un amplificateur opérationnel idéal.

- Soit $V_e > 0$. Donner la relation entre V_b et V_a .
- Soit $V_e < 0$. Donner la relation entre V_b et V_a .

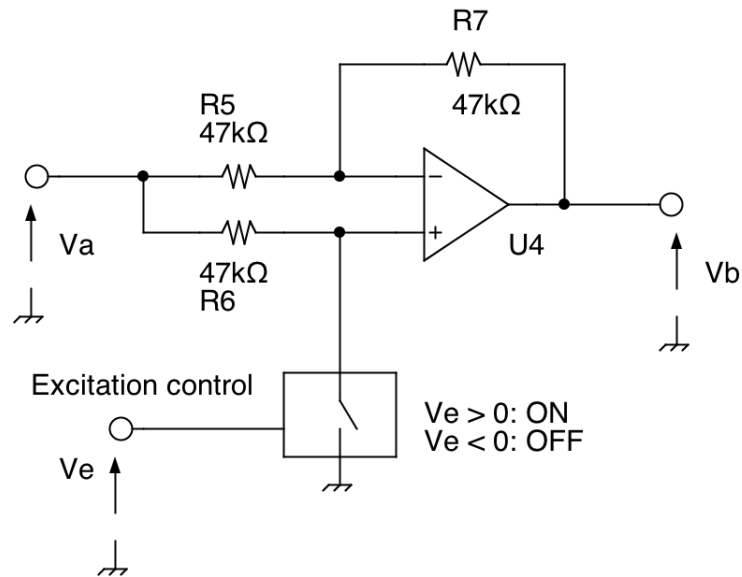


Figure 3 – Redresseur synchrone. V_e est le même signal que celui utilisé sur le figure 2. Il est utilisé pour piloter un interrupteur.

3. Montrer que la combinaison des circuits des figures 2 et 3 crée une tension continue V_b , directement liée à la valeur de R_x .

Exercice 3 : Filtrage

La figure 4 montre cellule passe-bas de Rauch.

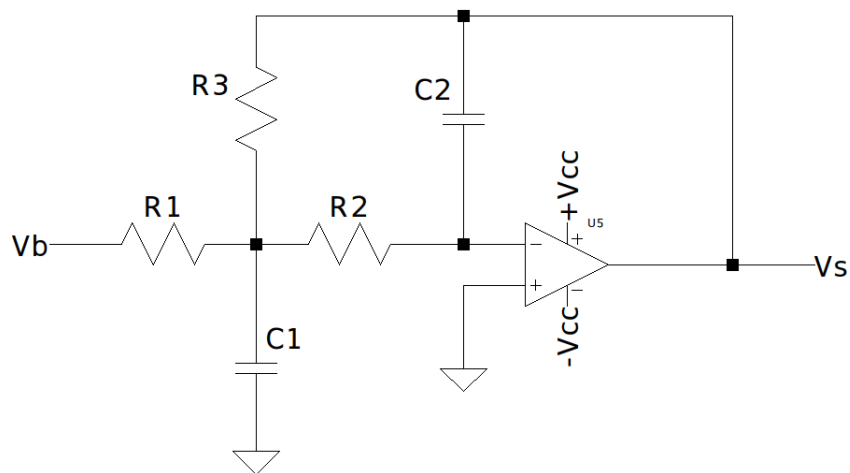


Figure 4 – Cellule Passe-Bas de Rauch

1. Dans une chaîne d'acquisition, quel est le rôle d'un filtre passe-bas, placé juste avant un convertisseur analogique numérique ?

Nous cherchons à synthétiser un filtre (ou une cascade de filtre) passe-bas, ayant une atténuation d'au moins 35dB à 1kHz, et une fréquence de coupure à -3dB de 300Hz. Le filtre reçoit le signal V_b en entrée, en provenance du redresseur synchrone de la figure

- 3.
2. Pourquoi est-il raisonnable de garantir un certain niveau d'atténuation à 1kHz
3. Calculer un ordre de filtre suffisant pour garantir l'atténuation souhaitée.
4. Déterminer la fonction de transfert du filtre de Rauch et la mettre sous une forme :

$$H(j\omega) = \frac{K}{1 + j \frac{\omega}{Q\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}$$
5. On fixe $R1=R2=R3=50k\Omega$. Déterminer C1 et C2 pour avoir la fréquence de coupure escomptée et un facteur de qualité de $1/\sqrt{2}$.
6. Calculer l'atténuation du filtre à 1kHz. Vérifier la cohérence avec l'ordre du filtre déterminé à la question 3.

Simulation

Un fichier de base, pour la simulation, est fourni sur la page Chamilo du cours. Ce fichier contient le générateur de signal carré (vous pourrez adapter la période si nécessaire), ainsi qu'une résistance paramétrée obtenir des simulations avec plusieurs valeurs de Rx.

1. Faire des tracés temporels des sorties des trois montages et valider ainsi le fonctionnement attendu.
2. Tracer le diagramme de Bode du filtre de Rauch pour valider les calculs d'atténuation de l'exercice 3.

Consignes pour le Rendu :

Vous travaillerez en groupe en suivant les listes distribuées au début du cours et déjà utilisées pour les présentations. Chaque groupe devra produire un rapport à télécharger sur le dossier Travaux sur la page Chamilo du cours, dans le dossier correspondant au groupe de TD avant le TD8 pour chaque série. Les fichiers seront au format pdf et seront obligatoirement nommés avec la convention suivante :

nom1_nom2_nom3_...nomX_DM_Instrumentation.pdf

Avec nom_1 à nom_X les noms de famille des personnes constituant le groupe. Une séance de TD d'une heure sera dédiée à la réponse aux questions pour chaque série.

Etude d'une sonde dédiée à la mesure de l'oxygène dissous dans une solution

Cet examen dure 2H. Vous avez droit à une feuille manuscrite A4 recto/verso, ainsi qu'à une calculatrice. Les trois exercices sont indépendants, même s'ils se rapportent à un schéma global. Les résultats doivent être justifiés, les étapes de calculs permettant de les obtenir (par exemple les gains et autres fonctions de transfert) doivent apparaître dans votre copie.

Contexte et généralités

L'oxygène dissous (OD) dans l'eau est d'une importance capitale et doit être contrôlé dans de nombreuses applications. Par exemple, ce paramètre est souvent suivi dans un milieu de culture cellulaire.¹ La figure 1 montre une sonde optique permettant la mesure de l'OD dans une solution¹. L'élément sensible est un revêtement fluorescent déposé sur la pointe de la sonde au moyen d'une technique appelée Sol-Gel. Le revêtement contient un fluorophore basé sur un complexe de ruthénium fluorescent qui absorbe la lumière bleue et émet une lumière rouge. L'intensité de la fluorescence (lumière rouge) et sa durée de vie sont étroitement liées à la quantité d'oxygène dissous dans l'eau, au moyen des équations de Stern-Volmer :

$$I_0/I = 1 + K_{SV} p_{O_2} \quad (1)$$

$$\tau_0/\tau = 1 + K_{SV} p_{O_2} \quad (2)$$

où I et τ sont respectivement l'intensité de fluorescence et la durée de vie de l'état excité du fluorophore. I_0 et τ_0 sont leurs valeurs en l'absence d'oxygène. p_{O_2} est la pression partielle d'oxygène et K_{SV} une constante. En d'autres termes, l'intensité de fluorescence et le temps de vie diminuent en présence d'oxygène.

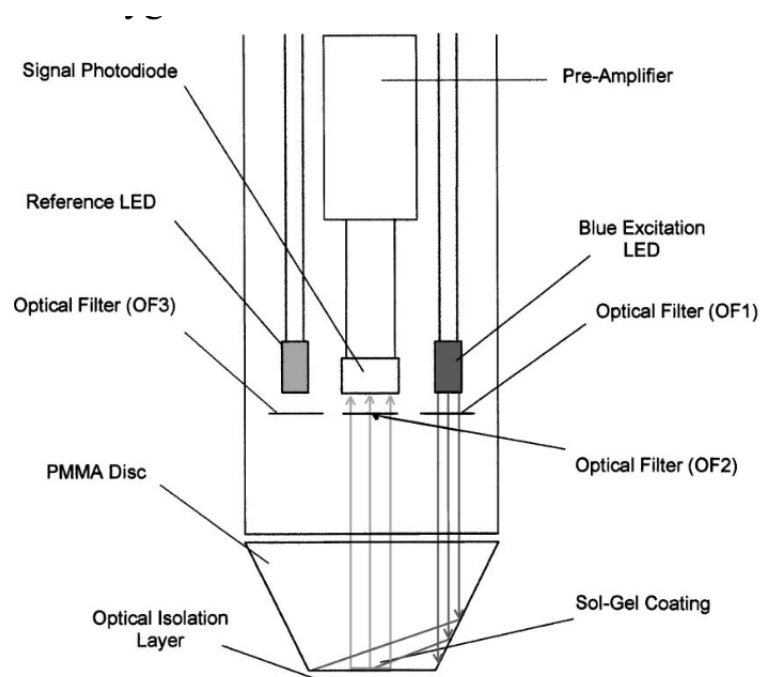


Figure 1: Schéma de la sonde optique pour la mesure de l'oxygène dissous (OD)¹

1. McDonagh, C., Kolle, C., McEvoy, A. K., Dowling, D. L., Cafolla, A. A., Cullen, S. J., & MacCraith, B. D. (2001). Phase fluorometric dissolved oxygen sensor. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 74(1-3), 124-130.

La sonde montrée dans la figure 1 contient un système optique composé d'une DEL bleue qui est utilisée pour exciter la couche fluorescente et d'une seconde DEL rouge, pour générer un signal de référence afin de calibrer l'électronique. Un filtre optique (OF2 sur la figure 1) ne laisse passer que la lumière rouge vers une photodiode qui génère le signal de référence. Pour améliorer le rejet de la lumière ambiante, le système exploite une modulation à 20 kHz de chaque signal. Grâce aux équations (1) et (2), deux stratégies sont donc applicables : soit l'intensité de la fluorescence peut être enregistrée, donnant accès à $\frac{I_0}{T}$; soit le déphasage induit par la fluorescence peut être obtenu. Il est directement lié à la durée de vie τ dans l'équation (2).

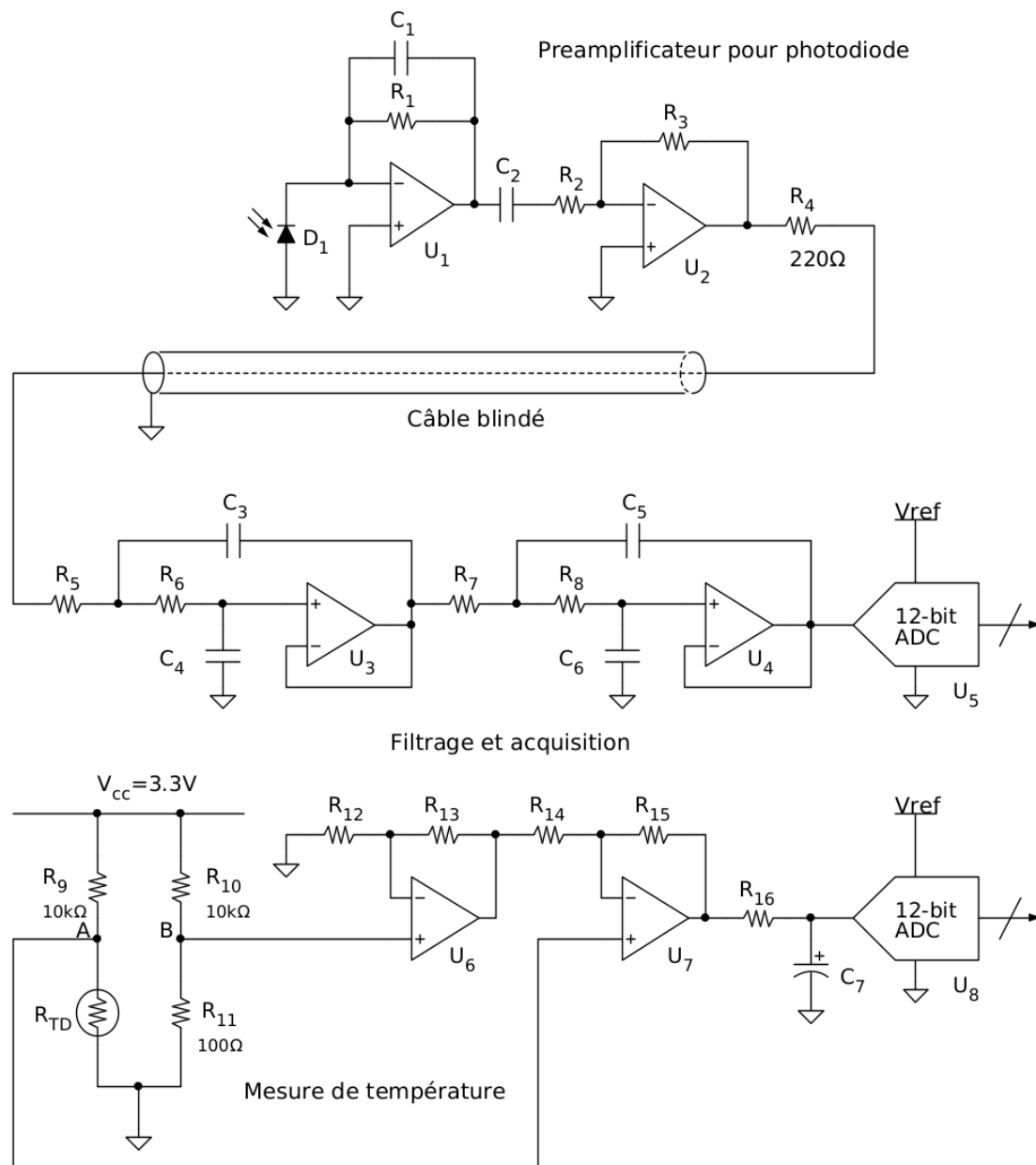


Figure 2: Schéma complet du circuit étudié dans les exercices 1, 2 et 3. Des rails d'alimentation à $\pm 3,3$ V, convenablement découplés, alimentent tous les amplificateurs opérationnels. Les sorties des convertisseurs analogiques sont connectées à un circuit d'acquisition numérique.

La figure 2 montre un circuit simplifié qui peut être utilisé pour l'acquisition des signaux provenant de la photodiode. Un capteur Pt100 est ajouté dans la sonde pour mesurer la température de la solution en même temps que la concentration en oxygène. Nous n'étudions pas le contrôle des LEDs bleue et rouge utilisées pour la référence et l'excitation. Le système fournit le signal de sortie à un convertisseur analogique-numérique et l'une des deux stratégies décrites précédemment est appliquée numériquement.

Exercice 1 : Pré-amplificateur

Nous considérons le circuit préamplificateur, monté à l'intérieur de la sonde et composé de U_1 et U_2 (AOP) ainsi que de la photodiode D1 et des éléments passifs qui les entourent dans le circuit de la figure 2.

Répondre aux questions suivantes, **en négligeant C1** (cette capacité est nécessaire pour la stabilité).

1. Considérons pour D1 une photodiode Hamamatsu S1223 et une variation sinusoïdale de lumière incidente de 15 nW (crête à crête), à une longueur d'onde de 650 nm produite par la fluorescence collectée par la sonde. Calculer la variation du photocourant I_p généré dans la photodiode. La datasheet de la photodiode est fournie à la fin du sujet.
2. Choisir la valeur de la résistance R_1 pour obtenir, à la sortie de U_1 , une tension de 0,1 V crête à crête dans les conditions précisées à la question précédente.
3. En sachant que $R_2 = 1\text{ k}\Omega$, choisir la résistance R_3 pour qu'à la sortie de U_2 , la tension soit de 2 V crête à crête.
4. Choisir la valeur de C_2 pour que ce pré-amplificateur ait un comportement passe-haut avec une fréquence de coupure à -3 dB de 1 kHz.

Exercice 2 : Synthèse de filtres

Dans cet exercice, nous considérons le **filtre composé par U_3 et U_4** , ainsi que les éléments passifs qui les entourent.

Répondre aux questions suivantes :

1. Quel est l'ordre du filtre associé au circuit représenté sur la figure 2 ?
2. Déterminer la fonction de transfert du premier étage du filtre réalisé autour de U_3 , et la mettre sous la forme : $H(j\omega) = \frac{K}{1 + j\frac{\omega}{Q\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}$. Les grandeurs canoniques Q , ω_0 et K sont à exprimer en fonction de R_4 , R_5 , R_6 , C_3 et C_4 .
3. En choisissant $R_4 + R_5 = R_6 = 4.7\text{ k}\Omega$, déterminer C_3 et C_4 pour que la fréquence de coupure de cet étage soit 96 kHz et le facteur de qualité $Q = \frac{1}{2}$.
4. En choisissant $R_7 = R_8 = 4.7\text{ k}\Omega$, déterminer C_5 et C_6 pour que la fréquence de coupure du deuxième étage soit 108 kHz et le facteur de qualité $Q = 0,8$.
5. Justifier que la fonction de transfert globale est bien le produit des deux fonctions de transfert.

Exercice 3 : Mesure de température

Dans cette partie, la température de la solution est obtenue au moyen d'une thermistance Pt100 (appelée RTD dans le schéma de la figure 2), incluse dans la sonde qui mesure

les concentrations d'OD. Sa résistance dépend de la température avec la relation suivante, où $\alpha = 0,0035/^{\circ}C$ et T est la température en $^{\circ}C$:

$$R_{TD} = 100\Omega (1 + \alpha T), \quad (3)$$

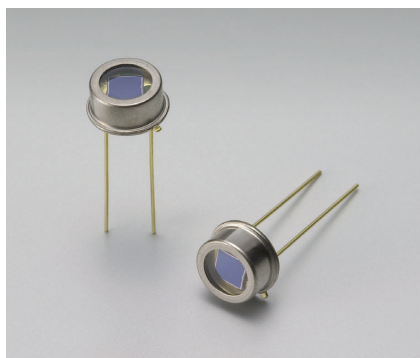
Répondre aux questions suivantes :

1. Calculer la relation entre la valeur de R_{TD} et la tension $\overset{V_{AB}}{\bar{V}_B}$, ~~entre le nœud B du pont et la référence~~. Montrer qu'elle est directement liée à la température T de l'équation (3).
2. Prendre $R_{12} = 4.7 k\Omega$. Décrire la fonction du circuit formé par U_6, U_7, R_{12} à R_{15} . Quelle relation doit-il exister entre les 4 résistances pour que la sortie ne dépende que du mode différentiel?
3. Déterminer alors R_{13} à R_{15} de façon à obtenir un gain différentiel de 35.

Pour $R_{16} = 165 k\Omega$, calculer la valeur de C_7 pour que le système soit limité en bande passante avec une fréquence de coupure à $-3 dB$ de $3 kHz$. Quel est le rôle de ce filtre?

Si PIN photodiodes

S1223 series



For visible to near IR, precision photometry

Features

- High sensitivity in visible to near infrared range
- High reliability
- High-speed response
S1223: $f_c=30$ MHz
S1223-01: $f_c=20$ MHz
- Low capacitance

Applications

- Optical measurement equipment
- Analytical equipment, etc.

Structure

| Parameter | S1223 | S1223-01 | Unit |
|-------------------------------|--------------------|-----------|-----------------|
| Dimensional outline | (1) | (2) | - |
| Window material | Borosilicate glass | | - |
| Package | TO-5 | | - |
| Photosensitive area size | 2.4 × 2.8 | 3.6 × 3.6 | mm |
| Effective photosensitive area | 6.6 | 13 | mm ² |

Absolute maximum ratings

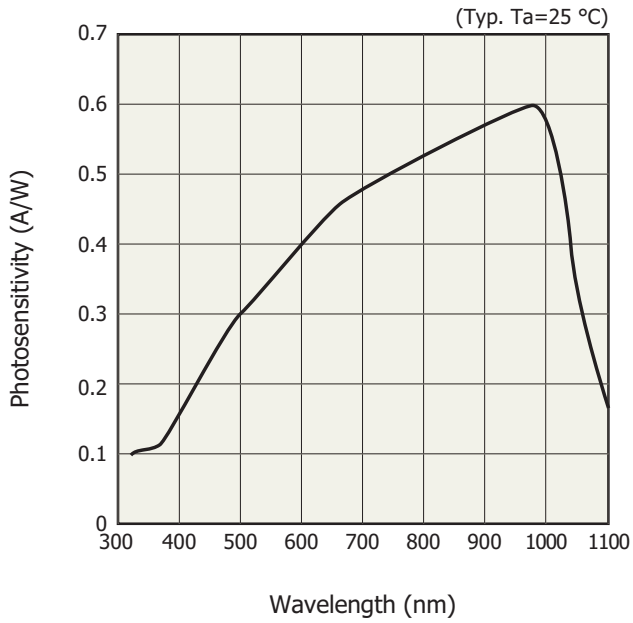
| Parameter | Symbol | S1223 | S1223-01 | Unit |
|-----------------------|-----------|-------------|----------|------|
| Reverse voltage | V_R max | 30 | | V |
| Power dissipation | P | 100 | | mW |
| Operating temperature | T_{opr} | -40 to +100 | | °C |
| Storage temperature | T_{stg} | -55 to +125 | | °C |

Note: Exceeding the absolute maximum ratings even momentarily may cause a drop in product quality. Always be sure to use the product within the absolute maximum ratings.

Electrical and optical characteristics (Ta=25 °C)

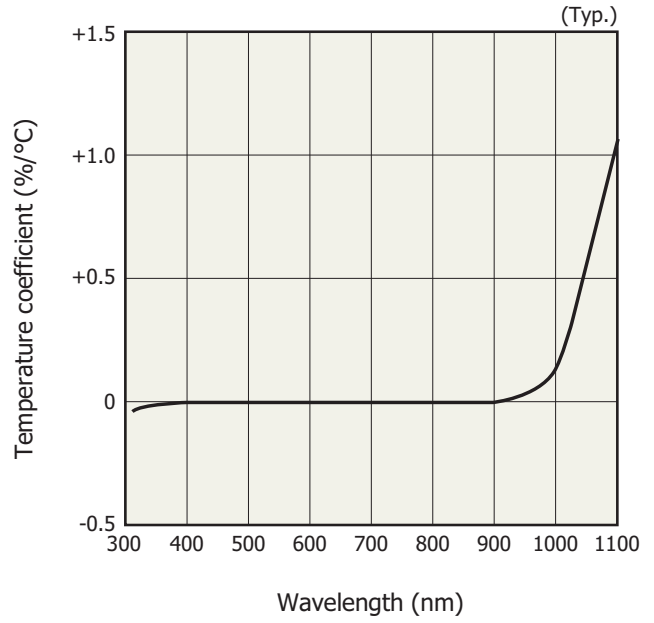
| Parameter | Symbol | Condition | S1223 | | | S1223-01 | | | Unit |
|-----------------------------|----------------|---------------------------------|-------|-----------------------|------|----------|-----------------------|------|---------------------|
| | | | Min. | Typ. | Max. | Min. | Typ. | Max. | |
| Spectral response range | λ | | - | 320 to 1100 | - | - | 320 to 1100 | - | nm |
| Peak sensitivity wavelength | λ_p | | - | 960 | - | - | 960 | - | nm |
| Photosensitivity | S | $\lambda=\lambda_p$ | - | 0.6 | - | - | 0.6 | - | A/W |
| | | $\lambda=660$ nm | - | 0.45 | - | - | 0.45 | - | |
| | | $\lambda=780$ nm | - | 0.52 | - | - | 0.52 | - | |
| | | $\lambda=830$ nm | - | 0.54 | - | - | 0.54 | - | |
| Short circuit current | I_{sc} | 100 lx | 5 | 6.3 | - | 10 | 13 | - | μA |
| Dark current | I_D | $V_R=20$ V | - | 0.1 | 10 | - | 0.2 | 10 | nA |
| Temp. coefficient of I_D | T_{CID} | | - | 1.15 | - | - | 1.15 | - | times/°C |
| Cutoff frequency | f _c | $V_R=20$ V, -3 dB | - | 30 | - | - | 20 | - | MHz |
| Terminal capacitance | C _t | $V_R=20$ V, f=1 MHz | - | 10 | - | - | 20 | - | pF |
| Noise equivalent power | NEP | $V_R=20$ V, $\lambda=\lambda_p$ | - | 9.4×10^{-15} | - | - | 1.3×10^{-14} | - | W/Hz ^{1/2} |

Spectral response



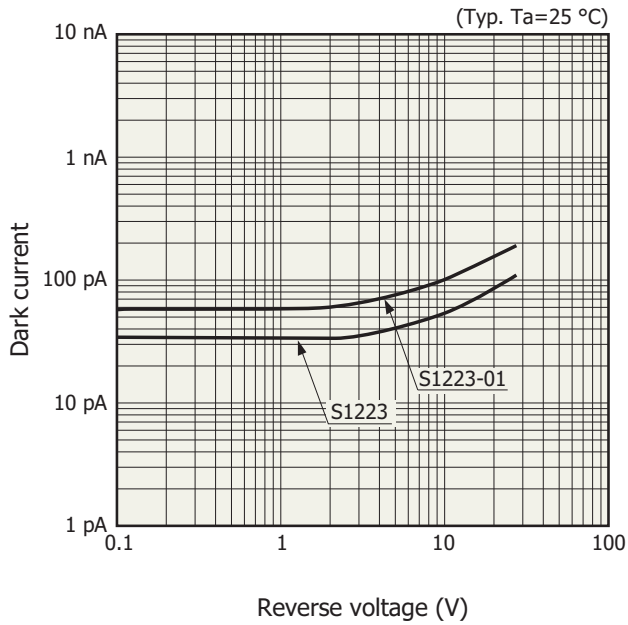
KPINB0143EB

Photosensitivity temperature characteristic



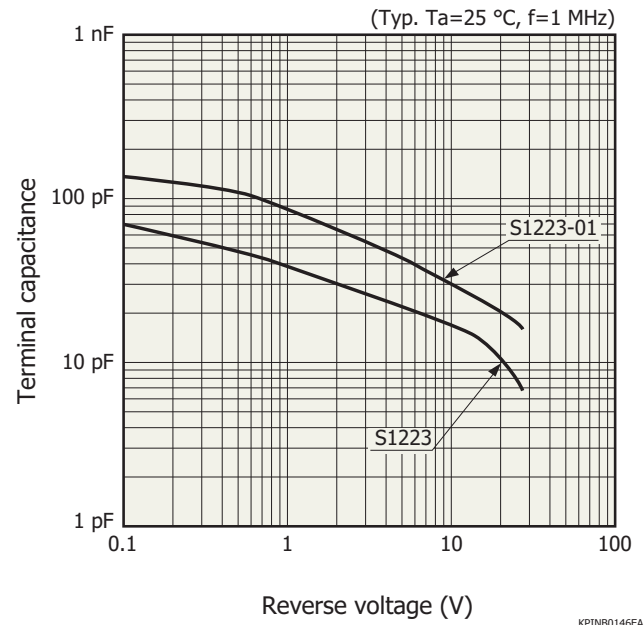
KPINB0144EB

Dark current vs. reverse voltage



KPINB0145EA

Terminal capacitance vs. reverse voltage



KPINB0146EA