

SESSION 2023

---

**AGREGATION  
CONCOURS EXTERNE**

**Section : SCIENCES INDUSTRIELLES DE L'INGÉNIEUR**

**Option : SCIENCES INDUSTRIELLES DE L'INGÉNIEUR  
ET INGÉNIERIE ÉLECTRIQUE**

**MODÉLISATION D'UN SYSTÈME, D'UN PROCÉDÉ  
OU D'UNE ORGANISATION**

Durée : 6 heures

---

*Calculatrice autorisée selon les modalités de la circulaire du 17 juin 2021 publiée au BOEN du 29 juillet 2021.*

*L'usage de tout ouvrage de référence, de tout dictionnaire et de tout autre matériel électronique est rigoureusement interdit.*

*Il appartient au candidat de vérifier qu'il a reçu un sujet complet et correspondant à l'épreuve à laquelle il se présente.*

*Si vous repérez ce qui vous semble être une erreur d'énoncé, vous devez le signaler très lisiblement sur votre copie, en proposer la correction et poursuivre l'épreuve en conséquence. De même, si cela vous conduit à formuler une ou plusieurs hypothèses, vous devez la (ou les) mentionner explicitement.*

**NB : Conformément au principe d'anonymat, votre copie ne doit comporter aucun signe distinctif, tel que nom, signature, origine, etc. Si le travail qui vous est demandé consiste notamment en la rédaction d'un projet ou d'une note, vous devrez impérativement vous abstenir de la signer ou de l'identifier.**

**Le fait de rendre une copie blanche est éliminatoire**

**Tournez la page S.V.P.**

A

Ce sujet se décompose de la façon suivante :

- un dossier de présentation et travail demandé (pages 2 à 23) ;
- des documents techniques (pages 24 à 43) ;
- des documents réponses (pages 44 à 45), à rendre avec la copie.

Il est demandé aux candidats :

- de rédiger les réponses aux différentes parties sur des feuilles de copie séparées et clairement repérées ;
- de numéroter chaque feuille de copie et indiquer le numéro de la question traitée ;
- d'utiliser exclusivement les notations indiquées dans le sujet lors de la rédaction des réponses ;
- de justifier clairement les réponses ;
- d'encadrer ou souligner les résultats ;
- de présenter lisiblement les applications numériques, sans omettre les unités, après avoir explicité les expressions littérales des calculs ;
- de formuler les hypothèses nécessaires à la résolution des problèmes posés si celles-ci ne sont pas indiquées dans le sujet.

### INFORMATION AUX CANDIDATS

Vous trouverez ci-après les codes nécessaires vous permettant de compléter les rubriques figurant en en-tête de votre copie.

Ces codes doivent être reportés sur chacune des copies que vous remettrez.

Concours	Section/option	Epreuve	Matière
EAE	1415A	102	2680



# Diagnostic des troubles du sommeil

## 1. Mise en situation

D'après une enquête INSV/MGEN, sur le « sommeil et nouvelles technologies », les français dorment en moyenne 7h05 en semaine et 8h10 le week-end ce qui est dans les normes actuelles des pays industrialisés. Cependant, 73 % des individus se réveillent au moins une fois par nuit et cela dure en moyenne 30 minutes par nuit. Un tiers des Français déclarent souffrir d'au moins un trouble du sommeil, en particulier d'insomnie (16 %) et de troubles du rythme du sommeil (17 %) mais aussi de syndrome des jambes sans repos (5 %) et du syndrome de l'apnée du sommeil (4 %).

Pour diagnostiquer ces différents troubles, l'entreprise BioSerenity propose une prise en charge complète : de la suspicion d'un trouble, à son diagnostic, jusqu'à la mise en place du traitement.

Cette société a pour objectif d'aider les patients dans la prise en charge globale de leurs troubles du sommeil et de la vigilance ainsi que de leurs troubles neurologiques.

BioSerenity peut réaliser des examens d'exploration fonctionnelle du sommeil comme la Polysomnographie (PSG) qui est un examen d'analyse complet et approfondi du sommeil qui enregistre les activités cérébrale, cardiaque, musculaire, oculaire et respiratoire des patients. Non invasif et indolore, cet examen permet de procéder au diagnostic ou au suivi de la grande majorité des troubles du sommeil.

Le système (figures 1 et 4) qui permet ces différentes mesures est composé des éléments suivants :

- 1 : Boitier du calculateur du module bonnet
- 2 : Bonnet
- 3 : Mentonnière
- 4 : Électrode pour l'électrocardiogramme
- 5 : Boitier du calculateur du module Tee-shirt (batterie intégrée)
- 6 : Canule nasale
- 7 : Bandes de mesures de respiration
- 8 : Boitier de la batterie du module bonnet
- 9 : Oxymètre relié au calculateur

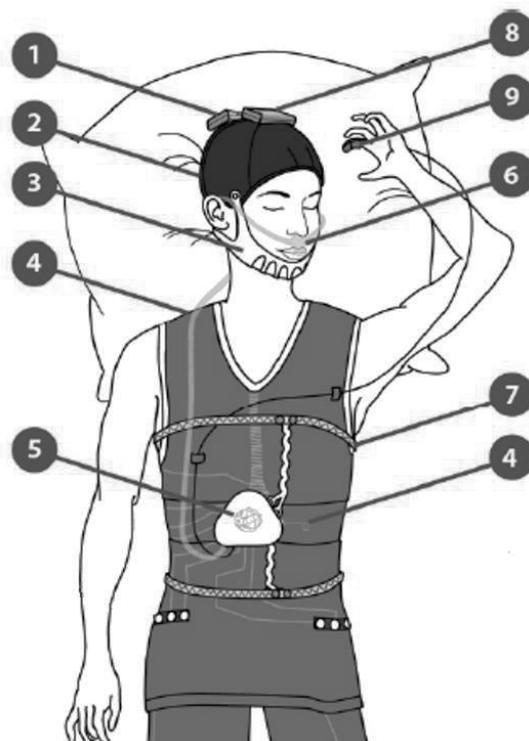


Figure 1 : synoptique du système

Après une nuit de mesure, les résultats se présentent sous forme de graphiques (figures 2 et 3) qui seront, dans un premier temps, analysés par une intelligence artificielle qui va détecter les anomalies puis relus par un médecin qui donnera le diagnostic final.

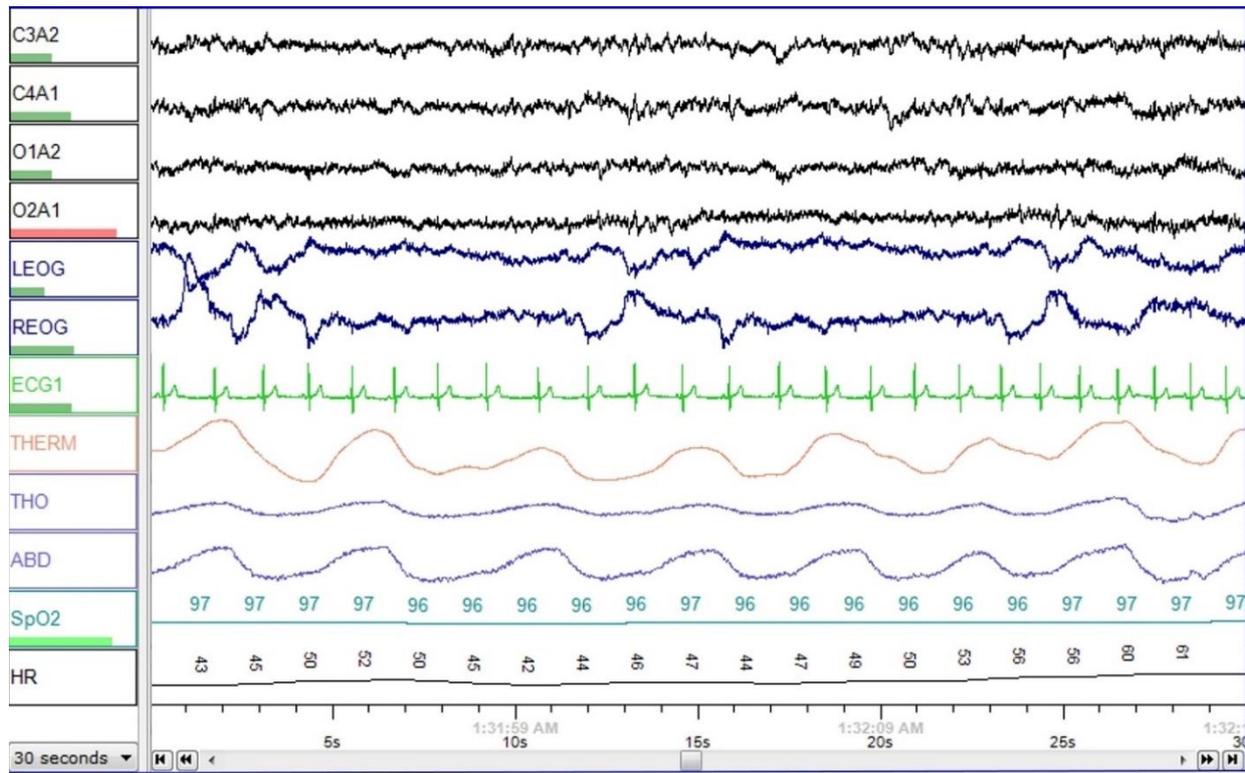


Figure 2 : exemple de mesures sans pathologie entre 1:31:49 et 1:32:19

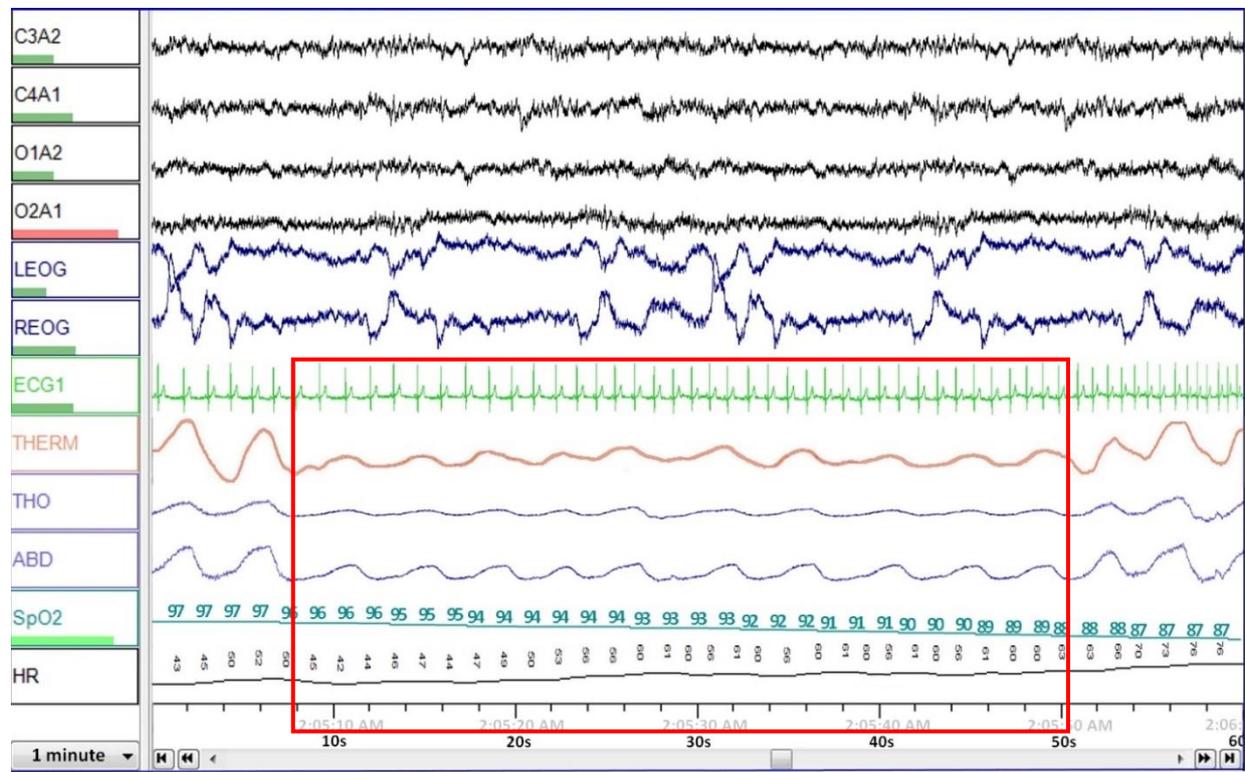


Figure 3 : exemple de mesures avec une apnée obstructive entre 2:05:07 et 2:05:52

Les six premières courbes (C3A2, C4A1, O1A2, O2A1, LEOG et REOG) sont obtenues grâce aux capteurs dans le bonnet qui vont enregistrer un électroencéphalogramme pour déterminer les phases de sommeil profond, léger, paradoxal et éveillé. L'analyse complète permettra aussi de détecter entre autres la narcolepsie qui est un trouble du sommeil.

L'électrocardiogramme (ECG1) est mesuré grâce à des électrodes du tee-shirt connecté. Ce tracé va permettre de détecter les troubles du rythme cardiaque.

La canule nasale permet la mesure du flux d'air buccale avec un capteur de pression et également la mesure de la température de ce flux d'air (THERM) afin de détecter les phases d'apnée du sommeil. En effet, lors de cette phase, le patient ne laisse plus rentrer l'air dans son corps (le flux d'air diminue) et l'amplitude de la variation de température diminue.



**Figure 4 :** patient équipé du bonnet (en rouge), de la canule nasale (en vert) et du tee-shirt connecté (contour bleu)

Les tracés thorax et abdomens (THO, ABD) sont acquis grâce aux bandes inductives sur le tee-shirt connecté. La variation du volume thoracique (et abdominal) va permettre de déterminer si le patient est en phase d'inspiration ou d'expiration. Lors d'une phase d'apnée du sommeil, il n'y aura que très peu de variation de ce signal car le patient ne respire plus.

Le signal SpO<sub>2</sub>, correspond à la saturation en oxygène dans le sang. Pour une personne en bonne santé, son niveau doit être supérieure à 95 %. Lors d'une phase d'apnée du sommeil, le patient ne respire plus et par conséquent sa saturation va diminuer ainsi que le rythme cardiaque, lors de la reprise de la respiration la fréquence cardiaque va augmenter brutalement et la saturation lentement. Cette mesure est effectuée grâce à un oxymètre de pouls qui est placé sur l'index du patient (figure 5).



**Figure 5 :** oxymètre installé sur le patient

À l'aide de ce même oxymètre, le rythme cardiaque (HR) en battements par minute va être calculé et sera utilisé pour vérifier la correspondance avec celui calculé et affiché à l'aide de l'ECG.

Ce sujet comporte cinq parties indépendantes :

- acquisition de la saturation en oxygène et du rythme cardiaque ;
- acquisition de l'électrocardiogramme ;
- acquisition de la respiration et de la position du patient ;
- traitement et transmission de l'ensemble des données ;
- synthèse et évolutions possibles.

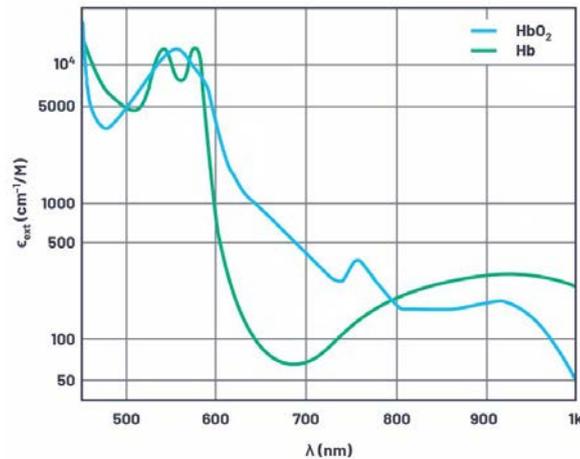
## 2. Acquisition de la saturation en oxygène et du rythme cardiaque

**Objectif :** modéliser, valider et justifier le choix des composants de l'oxymètre de pouls utilisé pour mesurer la saturation et le rythme cardiaque du patient.

### 2.1. Principe de mesure

La saturation en oxygène est le pourcentage d'hémoglobine saturée en oxygène dans le sang par rapport à l'hémoglobine totale disponible. L'oxymètre détermine la SpO<sub>2</sub> (saturation pulsée de l'hémoglobine en oxygène).

Un oxymètre de pouls repose sur la différence d'absorption de la lumière dans l'hémoglobine oxygénée (HbO<sub>2</sub>) et l'hémoglobine désoxygénée (Hb) à des longueurs d'onde lumineuses spécifiques (figure 6).



**Figure 6 :** coefficient d'extinction de la lumière à travers l'hémoglobine

Le coefficient d'extinction caractérise l'absorption d'une substance chimique en fonction de la longueur d'onde.

L'oxymètre de pouls le plus basique se compose de deux LED et d'une photodiode (PD) dans une configuration réfléchissante ou transmissive.

L'oxymètre de pouls pulsera une LED rouge et une LED IR à la même fréquence mais décalées dans le temps. Il pulsera la LED IR afin que celle-ci s'allume lorsque la rouge est éteinte et que les deux LED soient éteintes en même temps, pour obtenir une base de référence pour toutes les sources de lumière externes ambiante (voir DT3 : séquence de pilotage des LED).

Le signal résultant sur la PD sera mesuré pour générer le signal de PhotoPléthysmoGraphie (PPG). Un exemple est donné en figure 7.



**Figure 7 :** exemple de signal ECG et PPG

Le signal contient des composantes DC et AC. La composante DC est due à une matière réfléchissante constante telle que la peau, les muscles et les os, et le sang veineux.

Lorsque le corps du patient est au repos et que le mouvement est moins important, la composante CA comprend principalement la lumière réfléchi par la pulsation du sang artériel.

Pendant la phase systolique, le sang est pompé du cœur, ce qui augmente la pression artérielle. L'augmentation de la pression artérielle dilate les artères et entraîne une augmentation du volume sanguin. Cette augmentation du sang provoque une augmentation de l'absorption de la lumière. Pendant la phase diastolique, la pression artérielle chute et donc l'absorption de la lumière aussi (figure 8).

$$I_{\text{systole}} = I_{\text{DC}} + I_{\text{AC}}$$

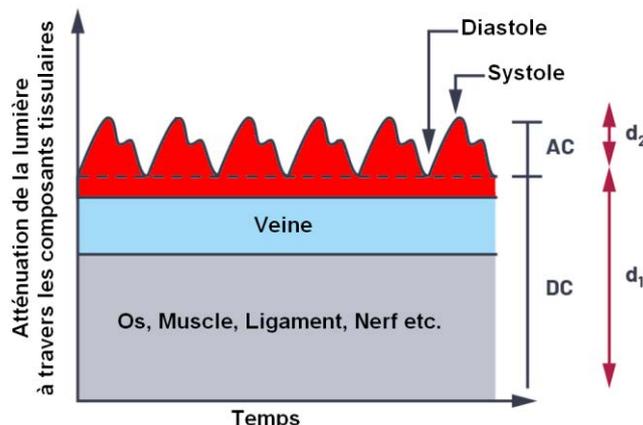
$$I_{\text{diastole}} = I_{\text{DC}}$$

La loi de Beer-Lambert explique que la lumière décroît de façon exponentielle lorsqu'elle voyage à travers un matériau absorbant. Ceci peut être utilisé pour déterminer le niveau d'hémoglobine oxygénée par rapport à l'hémoglobine totale.

Les intensités de lumière absorbée au minimum de la phase diastolique et au maximum de la phase systolique sont liées par :

$$I_{\text{systole}} = I_{\text{diastole}} \times e^{-\alpha \cdot d_2}$$

Où  $d_2$  est l'amplitude du signal PPG.



**Figure 8** : atténuation de la lumière à travers les tissus humains

Le rapport de la composante AC sur la composante DC est connu sous le nom d'indice de perfusion (IP), qui est le rapport entre le flux sanguin pulsé et le flux sanguin statique non pulsatile. Il indique la force du signal du pouls au niveau du site de surveillance (poignet, doigt ou pied) et correspond donc à une mesure indirecte et non invasive.

L'objectif d'un système de mesure de la saturation ( $SpO_2$ ) basé sur le PPG est de déterminer l'indice de perfusion (IP) :

$$IP = \frac{I_{\text{AC}}}{I_{\text{DC}}}$$

L'indice de perfusion pour les longueurs d'onde infrarouge et rouge peut être utilisé pour

calculer le rapport des rapports :  $R = \frac{\frac{I_{\text{ACrouge}}}{I_{\text{DCrouge}}}}{\frac{I_{\text{ACIR}}}{I_{\text{DCIR}}}}$

Pour obtenir une précision de qualité clinique d'un oxymètre de pouls  $SpO_2$ , basé sur PPG, une phase d'étalonnage (non traitée dans ce sujet) est effectuée afin de déterminer les coefficients  $a$ ,  $b$  et  $c$  tels que la saturation en % :  $SpO_2 = aR^2 + bR + c$ .

Les valeurs des coefficients obtenues par étalonnage du système utilisé dans ce sujet sont :

$$\begin{aligned} a &= 1,0358422 \\ b &= -32,9596622 \\ c &= 114,1898759 \end{aligned}$$

Le positionnement sur le poignet et la poitrine nécessite une plus grande plage dynamique dans le PPG car le signal DC est considérablement augmenté en raison de la profondeur des artères sous les composants réfléchissants statiques tels que la peau, la graisse et les os.

### Cardiofréquencemètre :

Lorsque le cœur bat, le débit sanguin, ainsi que le taux d'absorption de la lumière augmentent pour une LED verte.

Le cardiofréquencemètre optique peut mesurer des fréquences allant de 30 à 210 battements par minute. En outre, il est conçu pour compenser une éventuelle faiblesse du signal en augmentant la luminosité de la LED.

La mesure avec une LED verte est plus fiable qu'avec une LED rouge car le rapport des coefficients d'extinction de  $HbO_2$  sur celui de  $Hb$  est proche de 1.

La mesure par transmission en se positionnant sur l'index ou le lobe de l'oreille est beaucoup plus fiable que la mesure par réflexion.

Les schémas de principe sont donnés en figure 9.

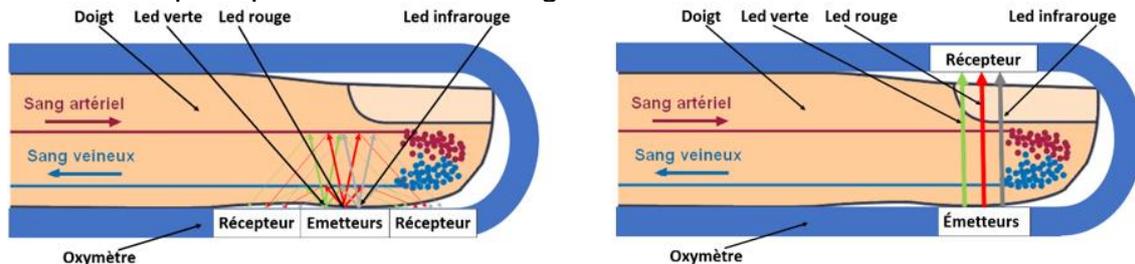


Figure 9 : oxymètre par réflexion ou par transmission

### Question 1

La solution technique utilisée pour la mesure de la saturation et du rythme cardiaque est par transmission sur l'index et non par réflexion sur la poitrine ou le poignet. Justifier ce choix.

### Question 2

Au regard du principe de mesure de la saturation et du rythme cardiaque, justifier le choix des LED rouge, verte et IR.

### Question 3

Déterminer la valeur de  $-\alpha \cdot d_2$  en fonction de  $I_{AC}$  et  $I_{DC}$  pour  $I_{AC} \ll I_{DC}$

Les caractéristiques des LED rouge et infrarouge utilisées sont décrites dans le document technique DT1.

Les caractéristiques de la LED verte sont décrites dans le dossier technique DT2.

#### Question 4

Sur le document réponse DR1, déterminer le facteur d'extinction de l'hémoglobine oxygénée ( $HbO_2$ ), puis celui de l'hémoglobine désoxygénée ( $Hb$ ) pour la LED rouge et la LED infrarouge.

À l'aide de ces valeurs, justifier le choix des longueurs d'onde rouge et infrarouge.

Identifier les caractéristiques à extraire de deux signaux acquis sur le récepteur pour ces deux LED afin de calculer la saturation.

#### Question 5

Identifier la caractéristique à extraire du signal acquis sur le récepteur pour la LED verte. Déterminer la formule du rythme cardiaque en battements par minute (bpm) à partir de cette caractéristique.

### 2.2. Commande des LED

Le composant utilisé pour piloter les LED est le « Multimodal Sensor Front End » ADPD4100 dont les caractéristiques sont données dans le dossier technique DT3.

Les LED sont alimentées par une batterie dont la tension est de 5 V. LEDxA et LEDxB sont des sorties pilotables en courant (la commande est nécessairement similaire pour les sorties A et B). Le câblage est donné en figure 10.

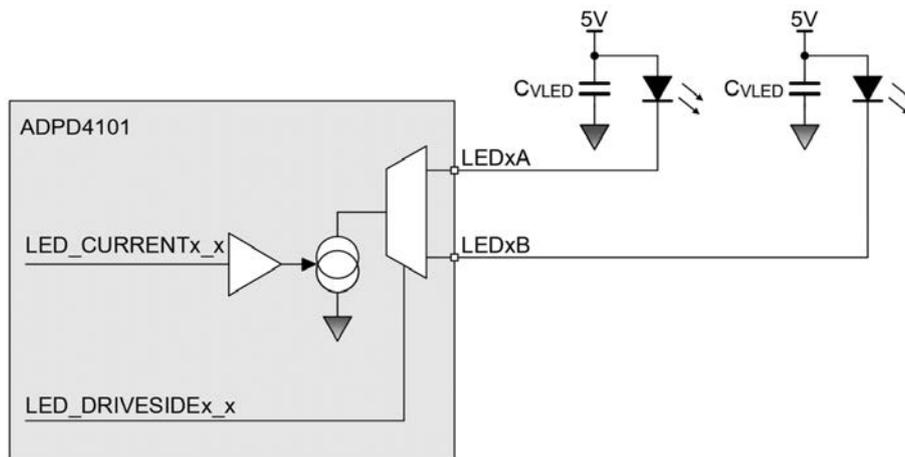


Figure 10 : câblage des LED

#### Question 6

Indiquer le nom et le rôle de  $C_{VLED}$ .

#### Question 7

Pour chaque longueur d'onde de LED et d'après les documents techniques DT1 à DT3, calculer la valeur du potentiel au point LEDxA sachant que le courant  $I_F = 20$  mA.

#### Question 8

Indiquer, à partir du document DT3, la valeur maximale du potentiel autorisée au point LEDxA (LED driver Output pin voltage).

Un problème se pose donc pour la LED IR. Pour résoudre celui-ci, lors de la fabrication de la première version du système, Bioserenity a décidé d'utiliser un transistor MOSFET.

#### Question 9

Justifier le choix de ce type de transistor au lieu d'un bipolaire et proposer un câblage de celui-ci afin de limiter le potentiel à la valeur maximum autorisée.

Après une série de tests, la diffusion de la lumière étant grande, le rayonnement sur le récepteur n'est pas suffisant. Pour résoudre cela, Bioserenity a décidé d'utiliser deux LED IR, deux LED rouges et deux LED vertes pour la deuxième version du système. Cette solution permet également de supprimer l'utilisation des transistors MOSFET.

### Question 10

À l'aide de DT3 (les drivers LED), proposer un câblage des six LED sur les cinq sorties Led1A, Led1B, Led2A, Led2B et Led3A et justifier le choix de la suppression des transistors MOSFET.

## 2.3. Acquisition des signaux

Pour acquérir le signal lumineux, Bioserenity utilise une photodiode dont les caractéristiques sont données dans DT4. Cette photodiode a la caractéristique d'être rapide par rapport à d'autres de la même gamme.

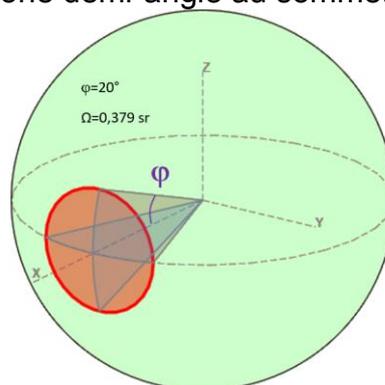
### Question 11

À l'aide de DT1, DT2 et DT4, justifier le choix de cette photodiode par rapport aux différentes caractéristiques en longueur d'onde des signaux à acquérir. Justifier le choix de la LED verte plus puissante que la rouge qui est plus puissante que l'IR.

À l'aide du DT2 et DT4, les quatre questions suivantes vont permettre de calculer le courant dans la photodiode lorsque que la LED rouge est alimentée par un courant  $I_F = 20 \text{ mA}$  pendant la phase systolique.

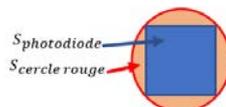
Hypothèses :

- la distance entre la LED et la photodiode vaut environ 15 mm ;
- la LED et la photodiode sont en contact avec le doigt ;
- l'émission de LED est supposée conique ;
- l'axe d'émission du cône de la LED est perpendiculaire à la normale de la photodiode et passe par le centre du carré de la partie sensible de la photodiode ;
- l'angle solide défini par un cône demi-angle au sommet  $\varphi$  est  $\Omega = 2\pi \cdot (1 - \cos\varphi)$ .



- l'intensité qui traverse la photodiode est proportionnelle à la surface du capteur :

$$P_{\text{capteur}} = P_{\text{LED}} \cdot \frac{S_{\text{photodiode}}}{S_{\text{cercle rouge}}}$$



- 15 % de la lumière est diffusée par la peau ;
- le facteur d'absorption moyen des tissus du doigt (os, muscles, ligaments, nerfs ...) vaut  $72 \% \cdot \text{cm}^{-1}$  ;
- la concentration molaire de [Hb] vaut  $2,8 \cdot 10^{-4} \text{ mol} \cdot \text{L}^{-1}$  ;

- la concentration molaire de  $[HbO_2]$  vaut  $9,1 \cdot 10^{-4} \text{ mol} \cdot \text{L}^{-1}$  ;
- une mole  $1 \text{ M} = 1 \text{ mol} \cdot \text{L}^{-1}$  ;
- le facteur d'extinction à 660 nm de  $HbO_2$  vaut  $900 \text{ cm}^{-1} \cdot \text{M}^{-1}$  ;
- le facteur d'extinction à 660 nm de  $Hb$  vaut  $80 \text{ cm}^{-1} \cdot \text{M}^{-1}$  ;
- le diamètre moyen de la veine et de l'artère est de 0,6 mm ;
- lors la phase systolique, le diamètre de l'artère augmente de 30 % et lors la phase diastolique, le diamètre de la veine augmente de 30 % (les schémas de principe de chaque phase sont donnés en figure 11).

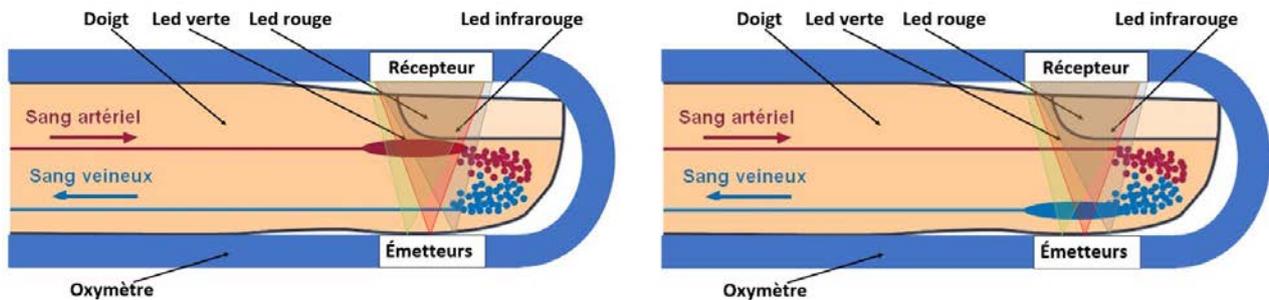


Figure 11 : oxymètre en phase systolique et diastolique

### Question 12

Déterminer l'angle solide au niveau de la photodiode.

### Question 13

Déterminer la puissance lumineuse sur le capteur sans présence du doigt.

### Question 14

Calculer l'absorption dans le doigt en % pour la phase systolique.

### Question 15

Déterminer le courant dans la photodiode pour la phase systolique.

### Question 16

Donner le schéma électrique équivalent d'une photodiode.

### Question 17

Donner le nom du montage de l'amplificateur opérationnel que l'on supposera parfait.

### Question 18

Déterminer la fréquence limite d'une photodiode en fonction de  $t_r$  qui est le temps de réponse.

Le câblage de la photodiode est représenté figure 12.

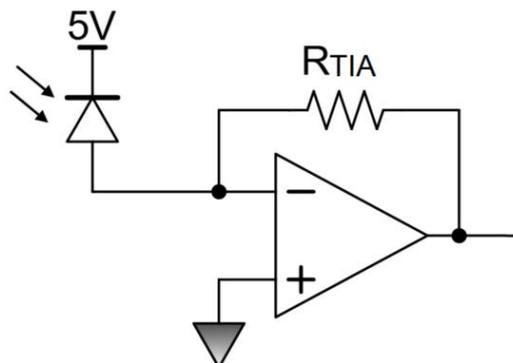


Figure 12 : montage de la photodiode sur l'entrée analogique

### Question 19

À l'aide des documents techniques DT3 et DT4, déterminer la plage de fréquence d'acquisition possible pour la photodiode suivant la configuration de l'amplificateur.

### Question 20

À l'aide de DT3 (séquence de pilotage des LED), déterminer la fréquence d'acquisition  $f_p$  de la photodiode sachant que le système est composé d'une seule photodiode pour acquérir les 3 couleurs de LED. Conclure sur le choix de la photodiode suivant la fréquence.

### Question 21

À l'aide de DT3 (séquence de pilotage des LED), déterminer la fréquence d'acquisition  $f_a$  de chaque point des courbes permettant de déterminer la saturation et la fréquence cardiaque. Valider si celle-ci est compatible pour déterminer la fréquence cardiaque comprise entre 30 et 210 bpm.

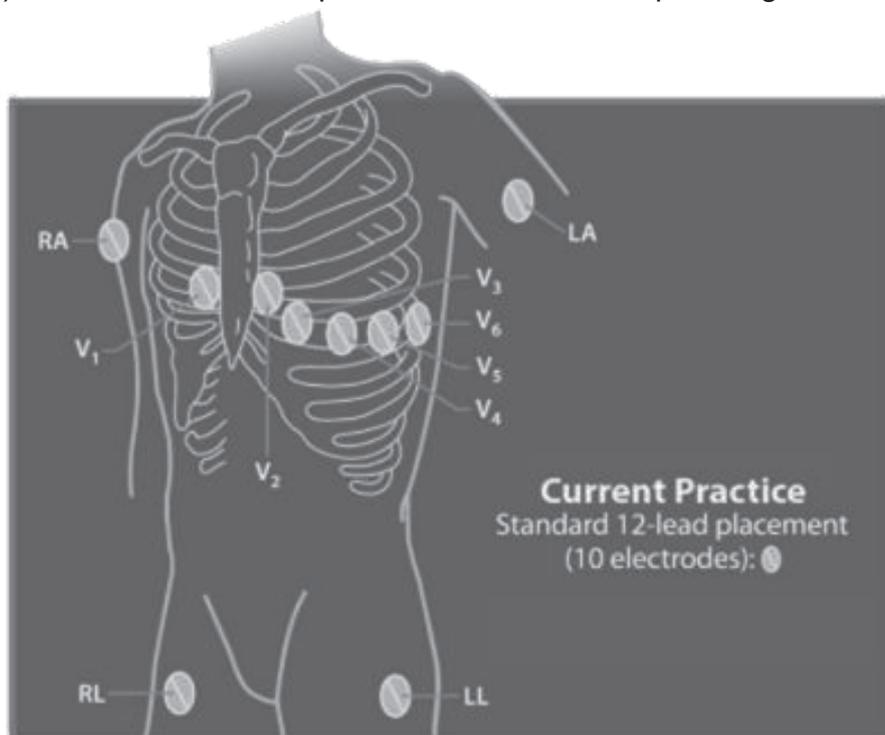
## 3. Acquisition de l'électrocardiogramme

---

**Objectif :** modéliser, valider et justifier les différents filtrages de la chaîne d'acquisition des bio-potentiels pour acquérir un électrocardiogramme.

---

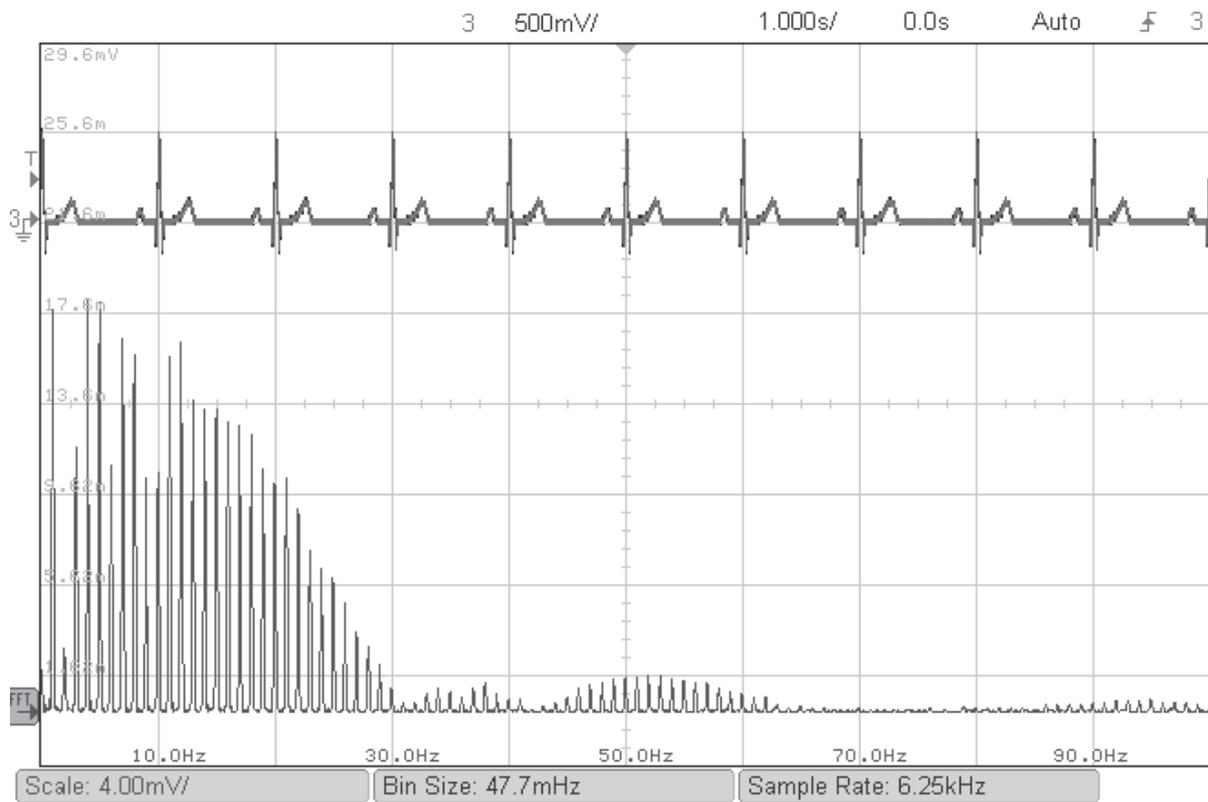
La caractérisation du rythme cardiaque s'effectue par un électrocardiogramme (ECG) à 12 dérivation (déterminées par recombinaisons linéaires des potentiels obtenus depuis 10 électrodes). Les électrodes sont placées comme illustré par la figure 13.



**Figure 13 :** emplacements des électrodes sur le tee-shirt

Comme les amplitudes des signaux prélevés sont de l'ordre du millivolt, des amplificateurs d'instrumentations non étudiés dans ce sujet permettent de récupérer un signal exploitable pour la suite du traitement. Pour la suite du problème, seule la dérivation correspondant à une forme d'onde caractéristique standard est considérée. Une analyse FFT d'un signal

ECG dont le rythme cardiaque est de 60 bpm (battement par minute) délivré par un simulateur de signaux vitaux est proposé sur la figure 14.

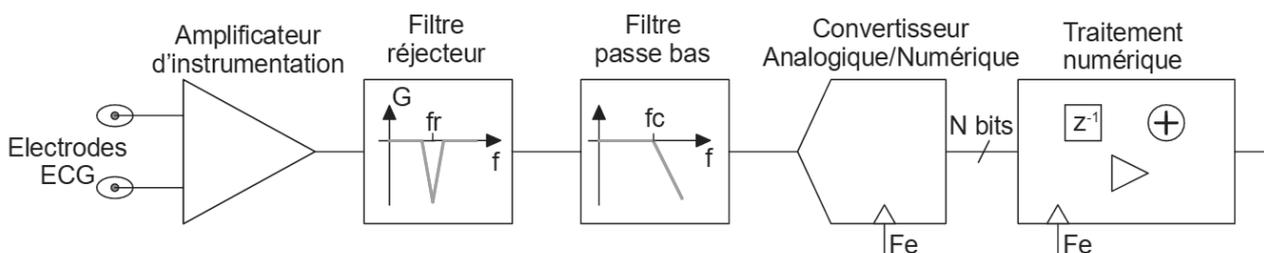


**Figure 14 :** analyse FFT d'un signal ECG à 60 bpm

Le signal ECG est par ailleurs sujet à différents types de perturbations :

- le bruit musculaire (lorsque le patient bouge durant la mesure). Ses composantes fréquentielles touchent l'ensemble de la bande spectrale de l'ECG ;
- le bruit électromagnétique (perturbations dues au réseau électrique à 50 Hz) ;
- la dérive de la ligne de base. La ligne de base correspond au tracé de l'électrocardiogramme d'un cœur sans aucune activité électrique. Lorsque le patient bouge, le mouvement relatif des électrodes les unes par rapport aux autres entraîne une dérive de cette ligne. Les composantes fréquentielles de la dérive de la ligne de base sont habituellement inférieures à 0,5 Hz et limitées à 2 Hz.

La chaîne d'acquisition, dans sa première version de conception proposée par BioSerenity, est représentée sur la figure 15. Les questions suivantes portent sur les différents filtrages nécessaires pour l'analyse des signaux.



**Figure 15 :** chaîne d'acquisition d'une voie ECG

### 3.1. Suppression des perturbations électromagnétiques

Les perturbations électromagnétiques à 50 Hz sont éliminées par un filtre réjecteur juste après l'amplificateur d'instrumentation. Le schéma de ce filtre est représenté figure 16.

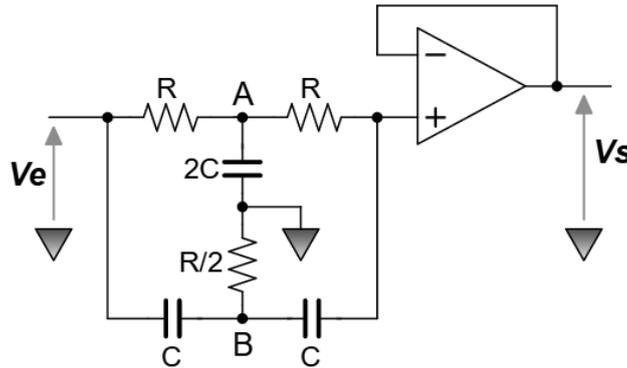


Figure 16 : schéma du filtre réjecteur

#### Question 22

En considérant l'amplificateur comme parfait, montrer que la fonction de transfert de ce filtre

peut s'écrire sous la forme suivante : 
$$H_{rej}(jf) = \frac{1 + \left(\frac{jf}{f_R}\right)^2}{1 + \frac{jf}{Q \cdot f_R} + \left(\frac{jf}{f_R}\right)^2}$$

Exprimer la fréquence  $f_R$  en fonction des éléments du montage et déterminer la valeur du paramètre  $Q$ .

#### Question 23

Exprimer le module de cette fonction de transfert et effectuer son tracé en calculant sa valeur sur quelques points ( $f_R/10$ ,  $f_R/2$ ,  $f_R$ ,  $2f_R$  et  $10f_R$ ). Justifier que le choix  $R = 68 \text{ k}\Omega$  et  $C = 47 \text{ nF}$  convient à cette application. Exposer les limites de ce filtre dans le contexte proposé.

### 3.2. Filtrage des signaux avant leur numérisation

Les signaux acquis sont échantillonnés à la fréquence  $F_e = 250 \text{ Hz}$  afin d'être traités par un microprocesseur.

#### Question 24

Pourquoi est-il nécessaire de placer un filtre passe-bas avant le convertisseur analogique-numérique ? Comment s'appelle ce filtre ?

Pour la réalisation de ce filtre, le constructeur a opté pour un filtre avec une fonction d'approximation de Butterworth dont l'expression du module en fonction de l'ordre du filtre  $n$  et de la fréquence de coupure à -3 dB  $f_c$  est :

$$|H_{butter}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^{2n}}}$$

### Question 25

Représenter le gabarit de ce filtre pour une atténuation d'au moins 20 dB des premières composantes fréquentielles indésirables et une bande passante  $f_c = 80$  Hz nécessaire à la préservation des composantes fréquentielles du signal ECG pour un patient ne présentant pas un rythme cardiaque élevé. Déterminer l'ordre nécessaire pour la réalisation de ce filtre.

Le tableau des fonctions de transfert des fonctions d'approximation de Butterworth est donné ci-dessous.

Ordre 1 : $\frac{1}{1+s}$	Ordre 3 : $\frac{1}{1+s+s^2} \cdot \frac{1}{1+s}$
Ordre 2 : $\frac{1}{1+1,414s+s^2}$	Ordre 4 : $\frac{1}{1+1,848s+s^2} \cdot \frac{1}{1+0,765s+s^2}$
Ordre 5 : $\frac{1}{1+1,618s+s^2} \cdot \frac{1}{1+0,616s+s^2} \cdot \frac{1}{1+s}$	$s = \frac{jf}{f_c}$
Ordre 6 : $\frac{1}{1+1,932s+s^2} \cdot \frac{1}{1+1,414s+s^2} \cdot \frac{1}{1+0,518s+s^2}$	

Pour la réalisation des cellules du 2<sup>nd</sup> ordre, le concepteur propose une cellule Sallen & Key dont le schéma est rappelé sur la figure 17. L'amplificateur opérationnel est supposé être parfait et fonctionne en régime linéaire.

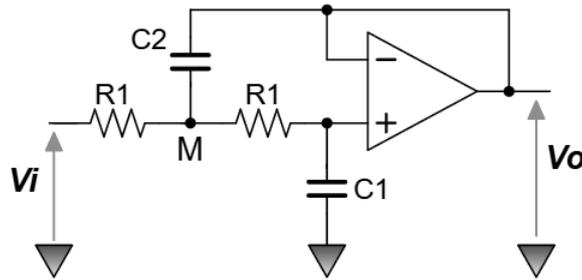


Figure 17 : schéma d'une cellule passe bas du 2<sup>nd</sup> ordre

### Question 26

Déterminer la fonction de transfert de la cellule de Sallen & Key et proposer son écriture sous la forme canonique classique du 2<sup>nd</sup> ordre en exprimant la pulsation propre  $\omega_0$  et le coefficient d'amortissement  $m$  en fonction des éléments du montage.

### Question 27

À partir des résultats obtenus aux questions précédentes, déterminer les valeurs de composants permettant d'effectuer la réalisation du filtre complet en prenant un condensateur  $C_1 = 10$  nF pour chaque cellule composant le filtre.

## 3.3. Étude d'un traitement numérique

La suppression de la composante fréquentielle du réseau, sans impacter le signal ECG, peut être obtenue en augmentant la valeur du coefficient Q dans la fonction de transfert du filtre réjecteur donnée dans la question 22. Si la réalisation de ce filtre en analogique peut poser quelques problèmes, son équivalent dans le domaine numérique est bien plus accessible.

Une technique courante pour la synthèse de filtres numériques, connue sous le nom de transformée bilinéaire modifiée, permet de proposer un équivalent entre le domaine de Laplace et celui en  $z$ . La définition de cette transformée est la suivante :

$$\frac{p}{\omega_R} = a \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \text{ avec } a = \frac{1}{\tan\left(\frac{\pi \cdot f_R}{F_e}\right)}$$

### Question 28

Quel est l'intérêt de la transformée bilinéaire modifiée par rapport à la transformée bilinéaire classique telle que  $p = \frac{2}{T_e} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$  ?

### Question 29

Déterminer la fonction de transfert en  $z$  du filtre équivalent numérique en proposant une écriture sous la forme  $H_{rejNUM}(z) = \frac{a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2}}{1 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2}}$ . Effectuer les applications numériques des coefficients dans le cas où  $Q = 10$ .

### Question 30

Établir l'équation de récurrence qui sera implantée dans le microprocesseur. Comment appelle-t-on ce type de filtre ? Que peut-on dire de sa stabilité ?

## 3.4. Évolution de la chaîne d'acquisition

Dans la phase finale du développement du produit, le constructeur BioSerenity a opté pour un circuit spécialisé ADS1293 dont un extrait de documentation technique est proposé en DT5. La fréquence d'échantillonnage est fixée à une valeur de 20 kHz et l'ensemble des opérations de filtrages analogiques est remplacée par des solutions intégrées au circuit.

### Question 31

Quel est l'intérêt d'opter pour une fréquence d'échantillonnage bien plus élevée ? Afin de réduire la quantité d'informations, quelle fonction essentielle permet de réaliser le filtre numérique se trouvant en sortie du convertisseur  $\Sigma\Delta$  ?

La figure du paragraphe 9.2.3 du DT5 présente la configuration de mesure pour un ECG 8- ou 12- dérivations. L'électrode RL est reliée au port IN4. Le sous-circuit CM detect fournit à la sortie CMOUT un signal correspondant à la moyenne des modes communs des voies IN1, IN2 et IN3.

### Question 32

Identifier le montage produisant le potentiel en IN4 à partir de CMOUT et de RDLIN. Expliquer le rôle de cette fonction.

Les mesures d'ECG sont des mesures différentielles effectuées par des amplificateurs d'instrumentation (InA).

### Question 33

Pourquoi est-il important que le mode commun du corps du patient soit maîtrisé ?

### Question 34

Le filtre en sortie du convertisseur  $\Sigma\Delta$  effectue des moyennes glissantes du type :

$$y[i] = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} x[i+j]$$

Expliquer pourquoi il est intéressant que  $M$  soit une puissance de 2.

Dans le domaine spectral, quelle est la forme de ce filtre ?

## 4. Acquisition des mouvements de respiration et de la position du patient

---

**Objectif :** modéliser, valider et justifier le choix des composants pour caractériser les apnées du sommeil en acquérant les mouvements de respiration ainsi que la position du patient.

---

### 4.1. Acquisition des mouvements de respiration : modélisation du capteur inductif

Le capteur est constitué d'une bande inductive (disponible industriellement). Le tee-shirt connecté possède deux bandes, l'une sur le thorax et l'autre sur l'abdomen qui vont permettre de caractériser la respiration du patient. Ces bandes se composent d'une spire magnétique.

### Question 35

En considérant le flux à travers une spire circulaire parcouru par un courant  $I$  constant, montrer que la variation d'inductance  $L$  de la spire dépend de la variation de la surface de celle-ci, c'est-à-dire au volume thoracique (respiration).

La spire constitue l'inductance  $L$  d'un circuit oscillant RLC parallèle (figure 18). La caractérisation de l'apnée du sommeil se fait par la mesure des variations de la fréquence de résonance  $f_r$  du circuit RLC à l'aide du composant LDC2114 (extrait de la documentation technique DT6).

La résistance  $R_p$  modélise les pertes dans le circuit  $R_p = \frac{L}{R_s C}$  avec  $R_s$  la résistance de la bande inductive.

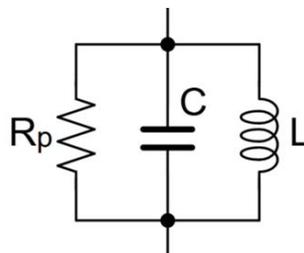


Figure 18 : circuit RLC

### Question 36

Déterminer l'expression de l'impédance complexe équivalente  $Z_{eq}(\omega)$  du circuit RLC.

### Question 37

Tracer l'évolution du module de  $Z_{eq}(\omega)$  en fonction de  $\omega$ . Justifier que la pulsation de résonance  $\omega_r$  se détermine lorsque  $Z_{eq}(\omega_r) = R_p$ . Déterminer  $\omega_r$ , puis  $f_r$ . Effectuer l'application numérique en prenant  $C = 0,5 \text{ nF}$ ,  $R_p = 1 \text{ k}\Omega$  et  $L = 11 \text{ }\mu\text{H}$ .

### Question 38

Vérifier les conditions d'utilisation du LDC2114 (DT6).

### Question 39

Donner l'expression de la variation de  $\Delta f_r/f_r$  en fonction de la variation de l'inductance, puis de la surface. Effectuer l'application numérique avec  $\Delta S/S = 1\%$  correspondant à une respiration normale.

Le coefficient de qualité du circuit, aussi appelé coefficient de surintensité, est défini par  $Q = \frac{I_L(\omega_r)}{I_R} = \frac{I_C(\omega_r)}{I_R}$  avec  $I_R$  le courant dans la résistance,  $I_C(\omega_r)$  et  $I_L(\omega_r)$  respectivement le module du courant dans le condensateur et celui dans la bobine, à la pulsation de résonance.

### Question 40

Déterminer l'expression de  $Q$ . Calculer sa valeur numérique et vérifier qu'elle réponde bien aux exigences du composant.

La caractérisation de la résistance de pertes  $R_p$  (à l'analyseur vectoriel) donne une valeur de  $5\ \Omega$  ce qui est beaucoup trop faible par rapport au DT6.

### Question 41

Expliquer pourquoi le fait d'ajouter une inductance  $L_1$  (figure 19) en série avec la bande inductive permet de résoudre le problème. Quel est l'inconvénient majeur de cet ajout concernant la mesure ?

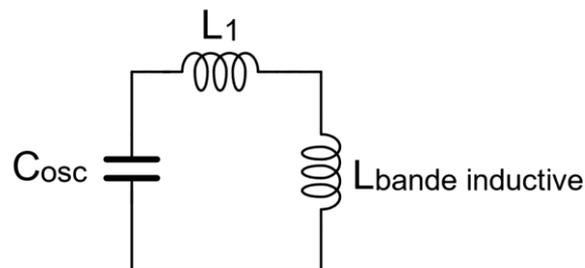


Figure 19 : schéma du circuit résonant première version 1

La norme 60601 (exigences générales pour la sécurité de base et les performances essentielles des appareils électromédicaux) impose un courant continu inférieur à  $10\ \mu\text{A}$ .

### Question 42

Justifier l'ajout des deux condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  placés avant la bande inductive sur la figure 20. Quelles sont les conséquences de l'oscillateur sur le fonctionnement du système ?

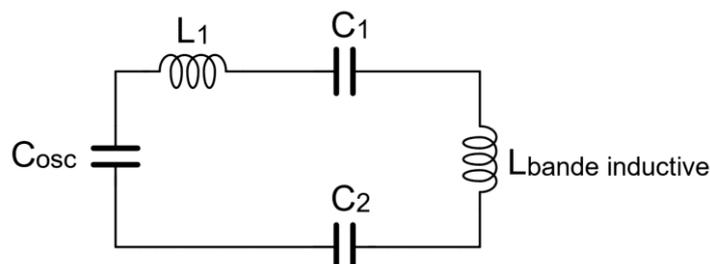


Figure 20 : schéma du circuit résonant deuxième version 2

## 4.2. Modélisation du capteur thermique

La température du flux d'air buccal est mesurée par un capteur de température situé sur la canule au niveau du nez et de la bouche.

Le capteur thermique choisi est une thermistance CTN (à coefficient de température négatif) de référence NTCLE100E3 avec  $R_{25} = 22 \text{ k}\Omega$ , telle que la température de référence soit  $37 \text{ }^\circ\text{C}$  (DT7). Dans le système de base, il est intégré dans un circuit de conditionnement en pont diviseur de tension. Les questions suivantes s'intéressent à une possible évolution avec un conditionnement en pont de Wheatstone alimenté par une source de tension  $E$  supposée parfaite (figure 21).

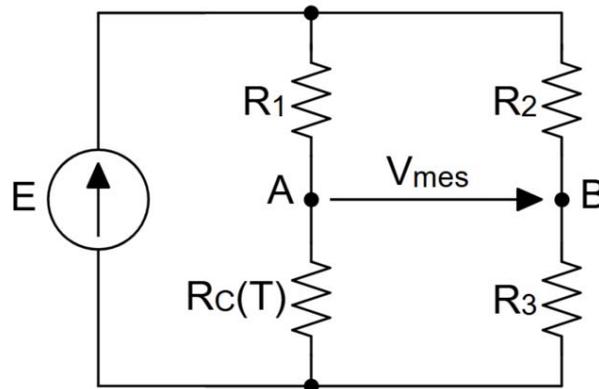


Figure 21 : conditionnement avec le pont de Wheatstone

### Question 43

À partir de la documentation technique DT7, donner l'expression de la résistance  $R_C(T)$  avec les valeurs numériques. En supposant que les coefficients  $C$  et  $D$  sont négligeables, calculer le coefficient de température  $\alpha = \frac{1}{R(T)} \frac{dR}{dT}$ .

### Question 44

Sur la plage  $[30 \text{ }^\circ\text{C}; 44 \text{ }^\circ\text{C}]$ , le capteur peut être considéré comme linéaire. La résistance  $R_C(T)$  s'écrit alors :  $R_C(T) = -46,9 T(K) + 15763$ . Déterminer la sensibilité du capteur sur cette plage.

### Question 45

Justifier le choix d'un pont de Wheatstone par rapport à un montage en pont diviseur de tension.

### Question 46

Déterminer la tension  $V_{mes}$  en fonction de  $R_C(T)$ .

### Question 47

Déterminer la condition minimale sur  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$  afin que le pont soit équilibré pour une température de  $37 \text{ }^\circ\text{C}$ .

### Question 48

En considérant  $R_C = R_{C37} + \Delta R_C$  et  $R_1 = R_2 = R_3 = R_{C37}$ , déterminer l'expression de  $V_{mes}$  en fonction de  $\Delta R_C$ . La relation est-elle linéaire ? Conclure quant à l'intérêt de ce conditionnement par rapport à un pont diviseur de tension pour cette application.

### 4.3. Détection de la position du patient : modélisation de l'accéléromètre

Afin d'analyser correctement le sommeil du patient, il est important de savoir dans quelle position celui-ci se trouve (allongé sur le dos ou sur le côté). Pour cela, un accéléromètre est utilisé, le LISH3DH (DT8).

#### Question 49

En quoi l'étude de la valeur et du signe de la mesure permet-elle de répondre à la problématique ?

#### Question 50

D'après la documentation technique DT8, déterminer en quelle unité s'exprime la grandeur de sortie analogique (donner la signification complète, pas seulement l'abréviation).

Le principe de la mesure est basé sur des condensateurs doubles différentiels dont les armatures  $A_1$  et  $A_3$  sont solidaires du support et l'armature intermédiaire  $A_2$  est mobile (figure 22). Deux capacités  $C_{12}$  et  $C_{23}$  sont ainsi créées.

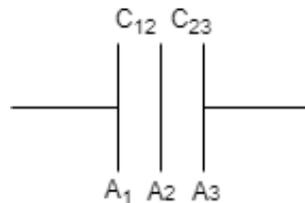


Figure 22 : structure d'un condensateur différentiel

Le condensateur  $C(x)$  plan de surface  $S$  dont l'épaisseur  $x$  varie de  $\Delta x$  autour de son épaisseur au repos  $e$  est alimenté par un générateur de tension d'amplitude constante  $E$  supposé parfait.

#### Question 51

Exprimer la valeur de la capacité  $C(x)$  en fonction de  $\Delta x$  et des données géométriques. Expliciter chaque grandeur. Que vaut la charge  $Q_c(x)$  du condensateur ?

Les condensateurs sont reliés à un amplificateur de charges tel que celui de la figure 23. Le condensateur  $C(x)$  est modélisé par une résistance  $R_c$ , un condensateur  $C_c$ , ainsi que par une source de courant  $I_c$  qui modélise la variation de charges  $Q_c(x)$ .

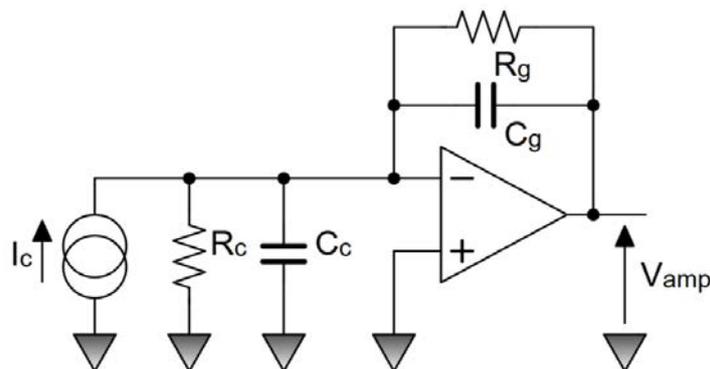


Figure 23 : montage amplificateur de charges

#### Question 52

L'amplificateur opérationnel est considéré comme parfait pour la suite des calculs, rappeler ce que cela signifie.

### Question 53

En considérant la résistance  $R_g$  comme infinie, donner l'expression de la tension  $V_{amp}$  en fonction du courant  $I_c$ . Montrer que la tension  $V_{amp}$  s'écrit  $V_{amp} = K \cdot Q_c(x)$ , donner l'expression de  $K$ . Donner l'expression de  $V_{amp}$  en fonction de  $C(x)$ .

### Question 54

Expliquer en quoi  $V_{amp}$  permet de déterminer l'accélération et son signe.

### Question 55

Lors des nuits d'été, la température peut varier de  $3^\circ\text{C}$  autour du capteur. Quelle est la conséquence sur la mesure ? Est-ce préjudiciable pour l'étude ?

### Question 56

Le capteur est un MEMS, c'est-à-dire réalisé dans une galette de silicium. Donner au moins trois avantages de ce type de capteurs.

## 5. Traitement et transmission de l'ensemble des données

---

**Objectif :** Modéliser le traitement des données de la photodiode, valider et justifier le choix des types de communication pour transférer l'ensemble des données.

---

Le synoptique, décrit figure 24, est utilisé pour l'acquisition, le traitement et la transmission de l'ensemble des données du système.

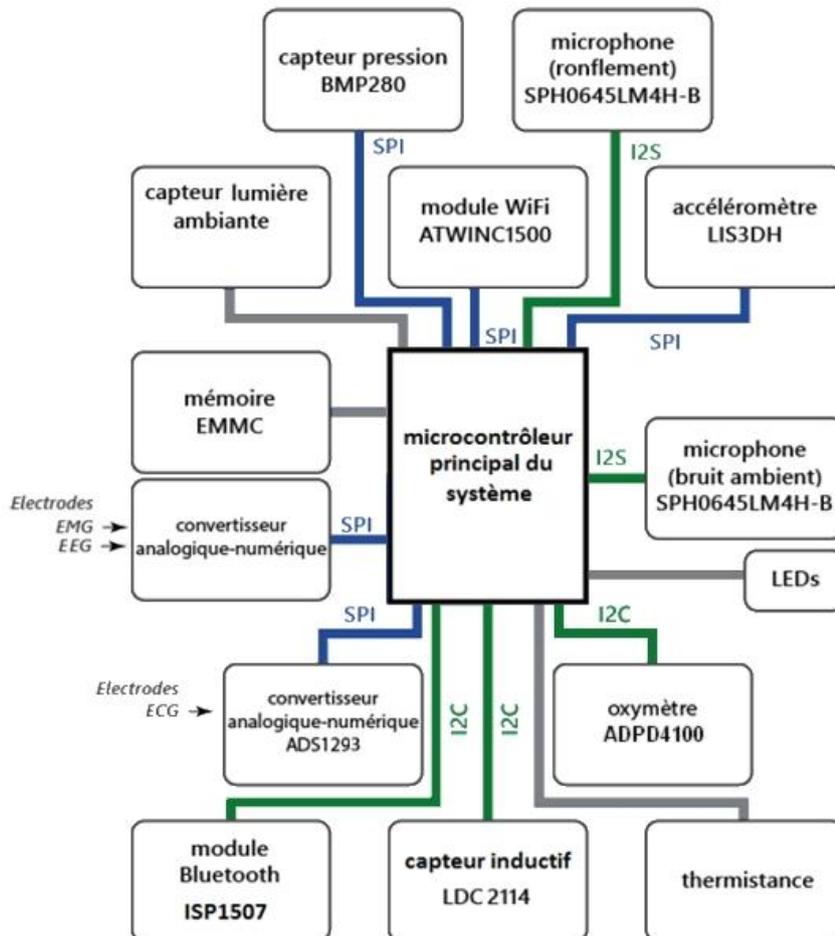


Figure 24 : synoptique transmission des données

## 5.1. Transmission des données entre l'oxymètre et le microcontrôleur

Le protocole de transmission des données de la FIFO vers le microcontrôleur est de l'I<sup>2</sup>C.

### Question 57

*Donner l'appellation des deux résistances utilisées dans le protocole I<sup>2</sup>C et justifier leur présence.*

### Question 58

*À l'aide du document technique DT3 (séquence de pilotage des LED, adresses des FIFO et communication I<sup>2</sup>C), compléter sur le document réponse DR2 les éléments et le chronogramme du signal SDA afin de transmettre la donnée de la FIFO correspondant à la LED Rouge au microcontrôleur (maitre de la communication I<sup>2</sup>C) sachant que la valeur de la FIFO sera 48942 en décimal et que l'adresse I<sup>2</sup>C de l'ADPD4100 est 1011011.*

### Question 59

*Déterminer la durée de transmission des trois valeurs et valider sa compatibilité avec une réception des données toutes les 10 ms sachant que la communication I<sup>2</sup>C est configurée à une vitesse de 400 kbit·s<sup>-1</sup>.*

## 5.2. Traitements des données des valeurs mesurées de l'oxymètre

### Question 60

*Sur un intervalle de 4 s (durée des graphes représentée dans DT3), calculer la saturation et la fréquence cardiaque obtenues avec ces données en supposant que le signal est un signal triangulaire périodique.*

### Question 61

*Donner sous forme d'algorithme ou programme python, la structure permettant d'afficher la saturation sur une durée de 4 s sachant que les valeurs sont stockées dans des listes « led\_rouge » et « led\_ir ».*

Pour calculer la fréquence cardiaque, il faut extraire sur la durée de 4 s, le nombre de maximums (ou minimums) ainsi que la valeur du temps écoulé entre ces deux maximums (le premier et le dernier durant les 4 s) puis en déterminer la fréquence cardiaque.

Pour bien détecter les maximums (ou minimums), il est nécessaire de filtrer le signal informatiquement. L'algorithme le plus simple consiste à utiliser une moyenne glissante. À l'instant t, la valeur lue sera remplacée par la moyenne des 8 dernières valeurs.

Le but des deux questions suivantes est de définir la structure permettant d'afficher la fréquence cardiaque sachant que les valeurs sont stockées dans une liste « led\_verte ».

### Question 62

*Donner sous forme d'algorithme ou en python, la fonction filtrage qui a pour paramètre la liste de 400 valeurs led\_verte et qui renvoie une liste de led\_verte\_filtre (moyenne glissante sur 8 valeurs).*

### Question 63

*Donner sous forme d'algorithme ou en python, la structure qui permet d'afficher la valeur du rythme cardiaque en battements par minute sachant qu'il existe une fonction indice\_max\_locaux qui à partir d'une liste, renvoie les valeurs des indices des maximums locaux sous forme de liste.*

### 5.3. Transmission des données du microcontrôleur vers le smartphone

Les données sont stockées sur un smartphone ou sur le cloud suivant la configuration du réseau. La transmission des données se fait suivant le synoptique présenté figure 25.

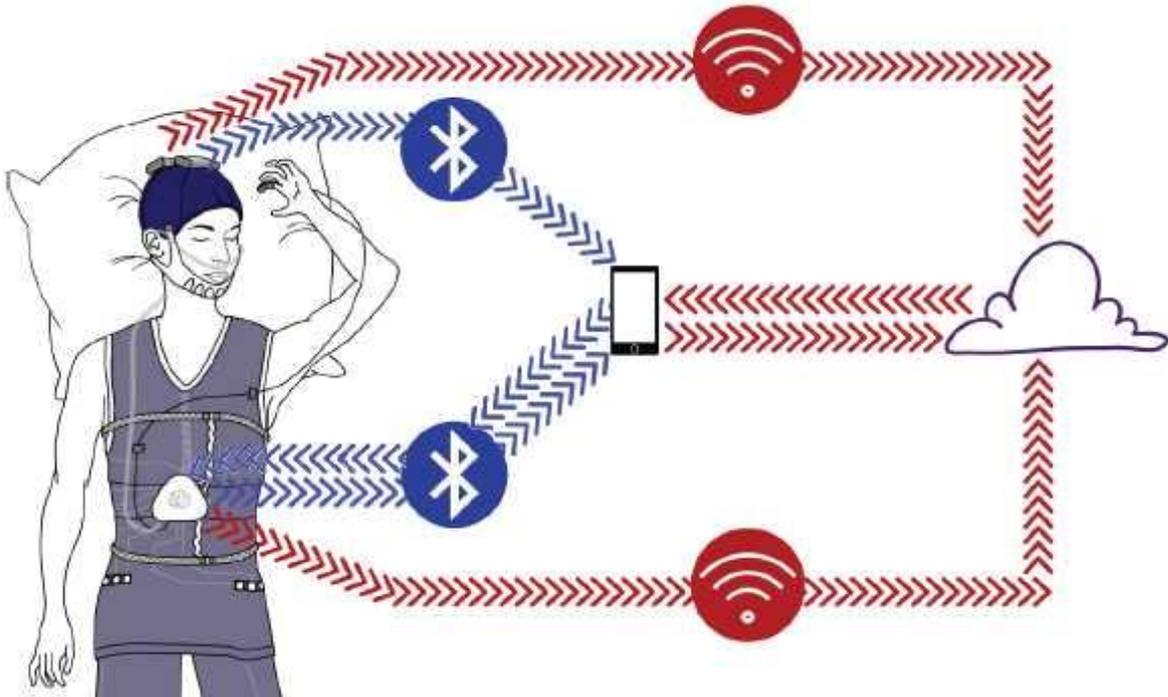


Figure 25 : synoptique de sauvegarde des données

Le smartphone dispose d'une interface graphique qui permet de définir les paramètres de réglages des grandeurs à mesurer, elles sont envoyées en Bluetooth en mode BLE (Bluetooth Low Energy) au contrôleur. Cette connexion Bluetooth permet d'obtenir en temps réel la mesure de chaque grandeur afin d'affiner les réglages si nécessaire.

Toutes les deux secondes, une trame contenant les valeurs de chaque grandeur (HR, SpO<sub>2</sub>, ABD, THO, THerm.....) est envoyée via le Bluetooth vers le smartphone.

S'il y a une connexion Internet, les données sont envoyées vers le cloud toutes les 15 minutes pour stockage, sinon elles seront stockées via le Bluetooth sur le smartphone puis transférées ultérieurement.

Sur le cloud, une intelligence artificielle est utilisée afin de détecter automatiquement les différentes anomalies (figure 3) et d'aider le médecin à faire le diagnostic.

#### Question 64

Justifier le choix de l'utilisation d'un Bluetooth BLE par rapport au Bluetooth classique.

#### Question 65

À l'aide de DT8, déterminer la durée de transmission de informations entre le contrôleur et le smartphone, sachant qu'il faut transmettre 11 200 octets de données (le transfert est supposé sans collisions avec des paquets d'un autre transfert Bluetooth). Valider le choix d'une transmission toutes les deux secondes.

#### Question 66

Donner l'utilité du capteur de pression mentionné dans le synoptique de la figure 24.

Expliquer le principe de transmission de données SPI, quels sont les avantages et inconvénients de celui-ci par rapport à l'I<sup>2</sup>C ?

**Question 67**

*Pour la transmission des données de ronflements et bruit ambiant, le protocole utilisé est l<sup>2</sup>S, expliquer ce choix.*

**6. Synthèse et évolutions possibles**

---

**Objectif** : conclure sur le système et préconiser des évolutions possibles

---

**Question 68**

*Le système étudié met en œuvre de nombreux capteurs qui peuvent éventuellement entraîner un certain inconfort chez des patients. Proposer quelques évolutions techniques permettant d'améliorer ce dispositif.*

**Question 69**

*Déterminer les raisons nécessitant le recours à une intelligence artificielle pour exploiter les données médicales collectées.*

---

Les auteurs remercient l'entreprise BioSerenity pour la mise à disposition des informations ayant permis l'élaboration de ce sujet. Pour des raisons de confidentialité, les auteurs ont été amené à modifier volontairement quelques grandeurs et schémas proposés.

Sitographie :

Figure 2 : <https://en.wikipedia.org/wiki/Polysomnography>

Figures 6 et 8 : <https://fr.fmuser.net/content/?14542.html>

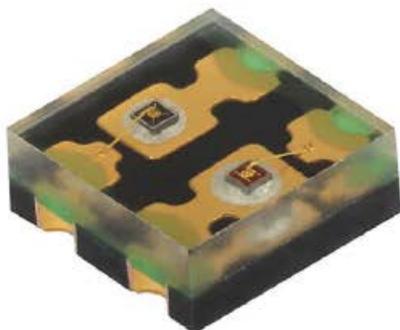
Figure 7 : [https://www.researchgate.net/figure/The-pulsatile-AC-component-of-the-PPG-signal-and-corresponding-electrocardiogram-ECG\\_fig1\\_6482990](https://www.researchgate.net/figure/The-pulsatile-AC-component-of-the-PPG-signal-and-corresponding-electrocardiogram-ECG_fig1_6482990)

Figure 13 : <https://www.vectracor.com/vectraplexecg/>

---

## DT1 : Caractéristiques LED Rouge et IR (2 pages)

## Dual Color Emitting Diodes, 660 nm and 940 nm



## FEATURES

- Package type: surface mount
- Package form: square PCB
- Dimensions (L x W x H in mm): 2 x 2 x 0.87
- Peak wavelength:  $\lambda_p = 660$  nm and 940 nm
- High reliability
- High radiant power
- Angle of half intensity:  $\varphi = \pm 60^\circ$
- Floor life: 168 h, MSL 3, according to J-STD-020
- Lead (Pb)-free reflow soldering
- Material categorization: for definitions of compliance please see [www.vishay.com/doc?99912](http://www.vishay.com/doc?99912)



## DESCRIPTION

VSMD66694 is a dual color emitting device with 660 nm and 940 nm peak wavelength. The emitters are based on the SurfLight™ technology, providing high radiant power.

## APPLICATIONS

- Wearables
- Health monitoring
- Pulse oximetry

## PRODUCT SUMMARY

COMPONENT	COLOR	$I_e$ (mW/sr)	$\varphi$ (deg)	$\lambda_p$ (nm)	$t_r$ (ns)
VSMD66694	Red	2.3	$\pm 60$	660	10
	IR	1.5		940	

## Note

- Test conditions see table "Basic Characteristics"

## ORDERING INFORMATION

ORDERING CODE	PACKAGING	REMARKS	PACKAGE FORM
VSMD66694	Tape and reel	MOQ: 3000 pcs, 3000 pcs/reel	square PCB

## Note

- MOQ: minimum order quantity

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ( $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified)

PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	COLOR	VALUE	UNIT
Reverse voltage		$V_R$		5	V
Forward current		$I_F$	Red	70	mA
			IR	70	
Peak forward current	$t_p/T = 0.1, t_p = 100 \mu\text{s}$	$I_{FM}$	Red	140	mA
			IR	140	
Surge forward current	$t_p = 100 \mu\text{s}$	$I_{FSM}$	Red	1	A
			IR	1	
Power dissipation		$P_V$	Red	161	mW
			IR	119	
Junction temperature		$T_j$		100	$^\circ\text{C}$
Operating temperature range		$T_{amb}$		-25 to +85	$^\circ\text{C}$
Storage temperature range		$T_{stg}$		-25 to +85	$^\circ\text{C}$
Soldering temperature	According fig. 10, J-STD-020	$T_{sd}$		260	$^\circ\text{C}$
Thermal resistance junction / ambient	J-STD-051	$R_{thJA}$		390	K/W

BASIC CHARACTERISTICS ( $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified)							
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	COLOR	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Forward voltage	$I_F = 20\text{ mA}$ , $t_p = 20\text{ ms}$	$V_F$	Red	-	2.0	2.3	V
			IR	-	1.4	1.7	
Temperature coefficient	$I_F = 20\text{ mA}$	$TK_{V_F}$	Red	-	-2.3	-	mV/K
			IR	-	-2.3	-	
Reverse current		$I_R$	not designed for reverse operation				$\mu\text{A}$
Junction capacitance	$V_R = 0\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$ , $E = 0\text{ mW/cm}^2$	$C_J$	Red	-	7	-	pF
			IR	-	5	-	
Radiant intensity	$I_F = 20\text{ mA}$	$I_e$	Red	1.9	2.3	-	mW/sr
			IR	0.8	1.5	-	
Radiant power	$I_F = 20\text{ mA}$	$\phi_e$	Red	-	9.5	-	mW
			IR	-	8.5	-	
Angle of half intensity	$I_F = 20\text{ mA}$	$\varphi$		-	$\pm 60$	-	deg
Peak wavelength	$I_F = 20\text{ mA}$	$\lambda_p$	Red	650	660	670	nm
			IR	920	940	960	
Spectral bandwidth	$I_F = 20\text{ mA}$	$\Delta\lambda$	Red	-	20	-	nm
			IR	-	40	-	
Temperature coefficient of $\lambda_p$	$I_F = 20\text{ mA}$	$TK_{\lambda_p}$	Red	-	0.2	-	nm/K
			IR	-	0.3	-	
Rise time	$I_F = 20\text{ mA}$	$t_r$	Red	-	10	-	ns
			IR	-	10	-	
Fall time	$I_F = 20\text{ mA}$	$t_f$	Red	-	10	-	ns
			IR	-	10	-	

**BASIC CHARACTERISTICS** ( $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified)

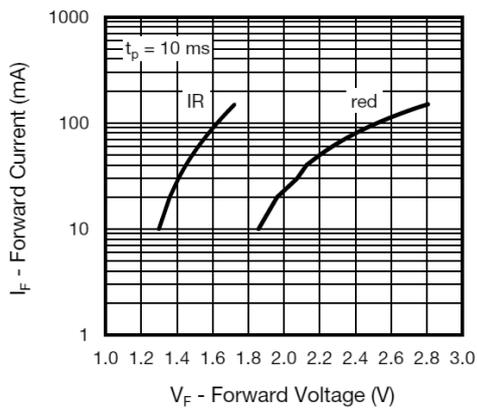


Fig. 3 - Forward Current vs. Forward Voltage

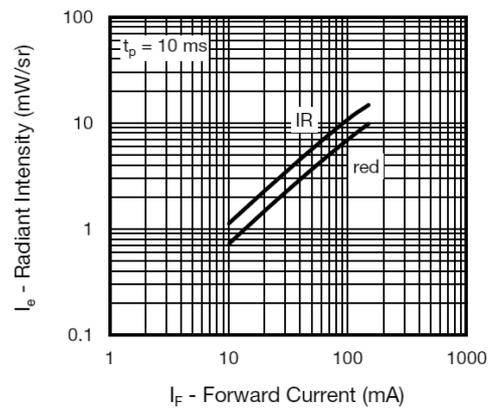


Fig. 6 - Radiant Intensity vs. Forward Current



3.2x1.6mm SMD CHIP LED LAMP

PRELIMINARY SPEC

Part Number: APTL3216ZGC/G

Green



**ATTENTION**  
OBSERVE PRECAUTIONS  
FOR HANDLING  
ELECTROSTATIC  
DISCHARGE  
SENSITIVE  
DEVICES

**Features**

- 3.2mmx1.6mm SMT LED, 1.1mm thickness.
- Low power consumption.
- Ideal for backlight and indicator.
- Various colors and lens types available.
- Package : 2000pcs / reel.
- Moisture sensitivity level : level 3.
- RoHS compliant.

**Description**

The Green source color devices are made with InGaN Light Emitting Diode.  
Static electricity and surge damage the LEDs.  
It is recommended to use a wrist band or anti-electrostatic glove when handling the LEDs.  
All devices, equipment and machinery must be electrically grounded.

**Selection Guide**

Part No.	Dice	Lens Type	Iv (mcd) [2] @ 20mA		Viewing Angle [1]
			Min.	Typ.	2θ1/2
APTL3216ZGC/G	Green (InGaN)	WATER CLEAR	900	1800	70°

Notes:

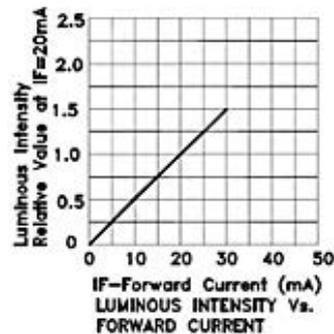
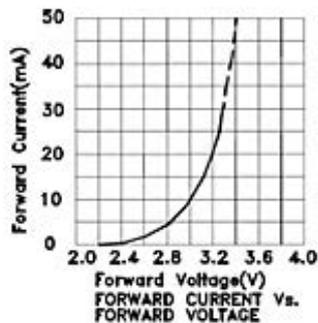
1. θ1/2 is the angle from optical centerline where the luminous intensity is 1/2 of the optical peak value.
2. Luminous intensity/ luminous Flux: +/-15%.

**Electrical / Optical Characteristics at TA=25°C**

Symbol	Parameter	Device	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
λpeak	Peak Wavelength	Green	520		nm	IF=20mA
λD [1]	Dominant Wavelength	Green	525		nm	IF=20mA
Δλ1/2	Spectral Line Half-width	Green	35		nm	IF=20mA
C	Capacitance	Green	100		pF	VF=0V;f=1MHz
VF [2]	Forward Voltage	Green	3.2	4	V	IF=20mA
IR	Reverse Current	Green		10	uA	VR=5V

Notes:

- 1.Wavelength: +/-1nm.
2. Forward Voltage: +/-0.1V.



## DT3 : Caractéristiques ADPD4100 (4 pages)

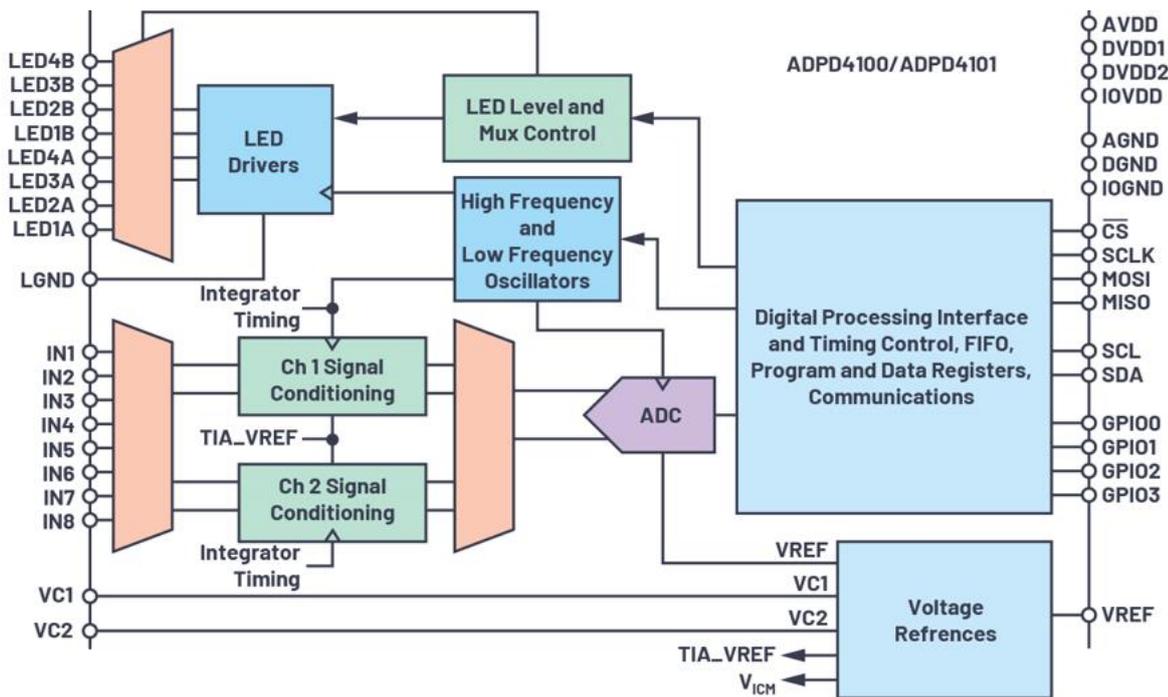


Table 13. ADPD4101 Pin Function Descriptions

Pin No.	Mnemonic	Type <sup>1</sup>	Description
A5	LED1A	AO	LED Driver 1A Current Sink. If not in use, leave this pin floating.
A4	LED2A	AO	LED Driver 2A Current Sink. If not in use, leave this pin floating.
A3	LED3A	AO	LED Driver 3A Current Sink. If not in use, leave this pin floating.
A2	LED4A	AO	LED Driver 4A Current Sink. If not in use, leave this pin floating.
A1	LED4B	AO	LED Driver 4B Current Sink. If not in use, leave this pin floating.
B5	LGND	S	LED Driver Ground.
B4	LED1B	AO	LED Driver 1B Current Sink. If not in use, leave this pin floating.
B3	LED2B	AO	LED Driver 2B Current Sink. If not in use, leave this pin floating.
B2	LED3B	AO	LED Driver 3B Current Sink. If not in use, leave this pin floating.
B1	GPIO2	DIO	General-Purpose I/O 2. This pin is used for interrupts and various clocking options.
C5	GPIO0	DIO	General-Purpose I/O 0. This pin is used for interrupts and various clocking options.
C4	GPIO1	DIO	General-Purpose I/O 1. This pin is used for interrupts and various clocking options.
C3	GPIO3	DIO	General-Purpose I/O 3. This pin is used for interrupts and various clocking options.
C2	SDA	DIO	I <sup>2</sup> C Data Input/Output.
C1	SCL	DI	I <sup>2</sup> C Clock Input.
D5	AVDD	S	1.8 V Analog Supply.
D4	DVDD2	S	1.8 V Digital Supply.
D3	IOVDD	S	1.8 V/3.3 V I/O Driver Supply.
E5	VREF	REF	Internally Generated ADC Voltage Reference. Buffer this pin with a 1 $\mu$ F capacitor to AGND.
E4	AGND	S	Analog Ground.
E3	IOGND	S	I/O Driver Ground.
E2	DGND	S	Digital Ground.
E1	DVDD1	S	1.8 V Digital Supply.
F5	VC1	AO	Output Voltage Source 1 for Photodiode Common Cathode Bias or Other Sensor Stimulus.
F4	IN1	AI	Current Input 1. If not in use, leave this pin floating.
F3	IN3	AI	Current Input 3. If not in use, leave this pin floating.
F2	IN5	AI	Current Input 5. If not in use, leave this pin floating.
F1	IN7	AI	Current Input 7. If not in use, leave this pin floating.
G5	VC2	AO	Output Voltage Source 2 for Photodiode Common Cathode Bias or Other Sensor Stimulus.
G4	IN2	AI	Current Input 2. If not in use, leave this pin floating.
G3	IN4	AI	Current Input 4. If not in use, leave this pin floating.
G2	IN6	AI	Current Input 6. If not in use, leave this pin floating.
G1	IN8	AI	Current Input 8. If not in use, leave this pin floating.

<sup>1</sup> AO means analog output, S means supply, DIO means digital input/output, DI means digital input, DO means digital output, REF means voltage reference, and AI means analog input.

## Les drivers LED

The ADPD4100/ADPD4101 have four LED drivers, each of which is brought out to two LED driver outputs providing a total of eight LED output drivers. The device can drive up to four LEDs simultaneously, one from each driver pair. The LED output driver is a current sink. Figure 18 shows an example of a single LED driver output pair.

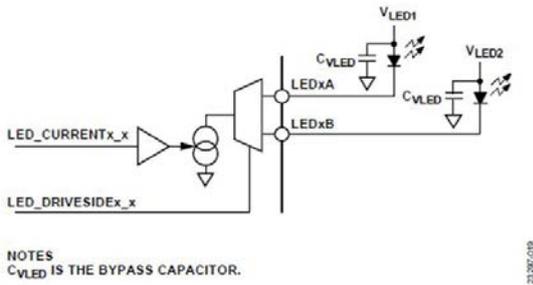


Figure 18. Block Diagram of LED Driver Output Pair

Either side of each LED driver output pair, but not both, can be driven in any of the 12 available time slots. Up to four LED driver outputs can be enabled in any time slot using the LED\_DRIVESIDE1\_x, LED\_DRIVESIDE2\_x, LED\_DRIVESIDE3\_x, and LED\_DRIVESIDE4\_x bits. The current is set on a per driver, per time slot basis using the LED\_CURRENT1\_x, LED\_CURRENT2\_x, LED\_CURRENT3\_x, and LED\_CURRENT4\_x bits. Each driver can be programmed from 1.5 mA to 200 mA with a monotonic 7-bit setting, as shown in Figure 20. Each setting from 1 to 127 increases the LED drive current by ~1.5 mA. Setting LED\_CURRENTx\_x = 0 disables that particular driver.

Although each driver can be programmed to 200 mA and up to four LED drivers can be enabled in any time slot, there is a limitation of a total of 400 mA of combined LED driver current that can be provided in any time slot. It is up to the user to program the LED drivers such that this 400 mA limit is not exceeded. If the 400 mA limit is exceeded by the user settings, priority is given, in the following order, to LED1x, LED2x, LED3x, and LED4x. For example, if the user settings have LED1A set to 150 mA, LED2B set to 150 mA, and LED3A set to 150 mA in a single time slot, LED1A and LED2B both provide 150 mA. However, LED3A is limited to 100 mA to maintain the 400 mA total LED drive current limit for the device.

The LED driver output pins (LED1A, LED1B, LED2A, LED2B, LED3A, LED3B, LED4A, and LED4B) have a maximum allowable pin voltage of 3.6 V. Any voltage exposure over this rating affects the reliability of the device operation and, in certain circumstances, causes the device to cease proper operation. The voltage of the LED driver output pins must not be confused with the supply voltages for the LED themselves. V<sub>LEDx</sub> is the voltage applied to the anode of the external LED whereas the LED output driver pin is connected to the cathode of the external LED. The compliance voltage is the amount of headroom voltage at the LED driver pin, measured with respect to ground, required to maintain the programmed LED current level and is a function of the current required. Figure 6 shows the typical compliance voltages required at various LED current settings for LED driver LED1A, and Figure 19 shows the typical compliance voltages for all the LED drivers at the maximum LED current setting. Due to internal layout of the LED driver circuitry, some drivers output more or less current than others at any given setting. Typically, the LED1A and LED1B drivers are ~3% higher than the LED4A and LED4B drivers, respectively, with the 2x and 3x drivers falling somewhere in between. Also, the LEDxA drivers are ~3% higher than the LEDxB driver of the same number.

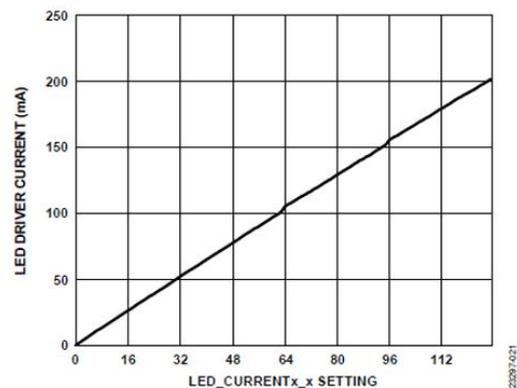
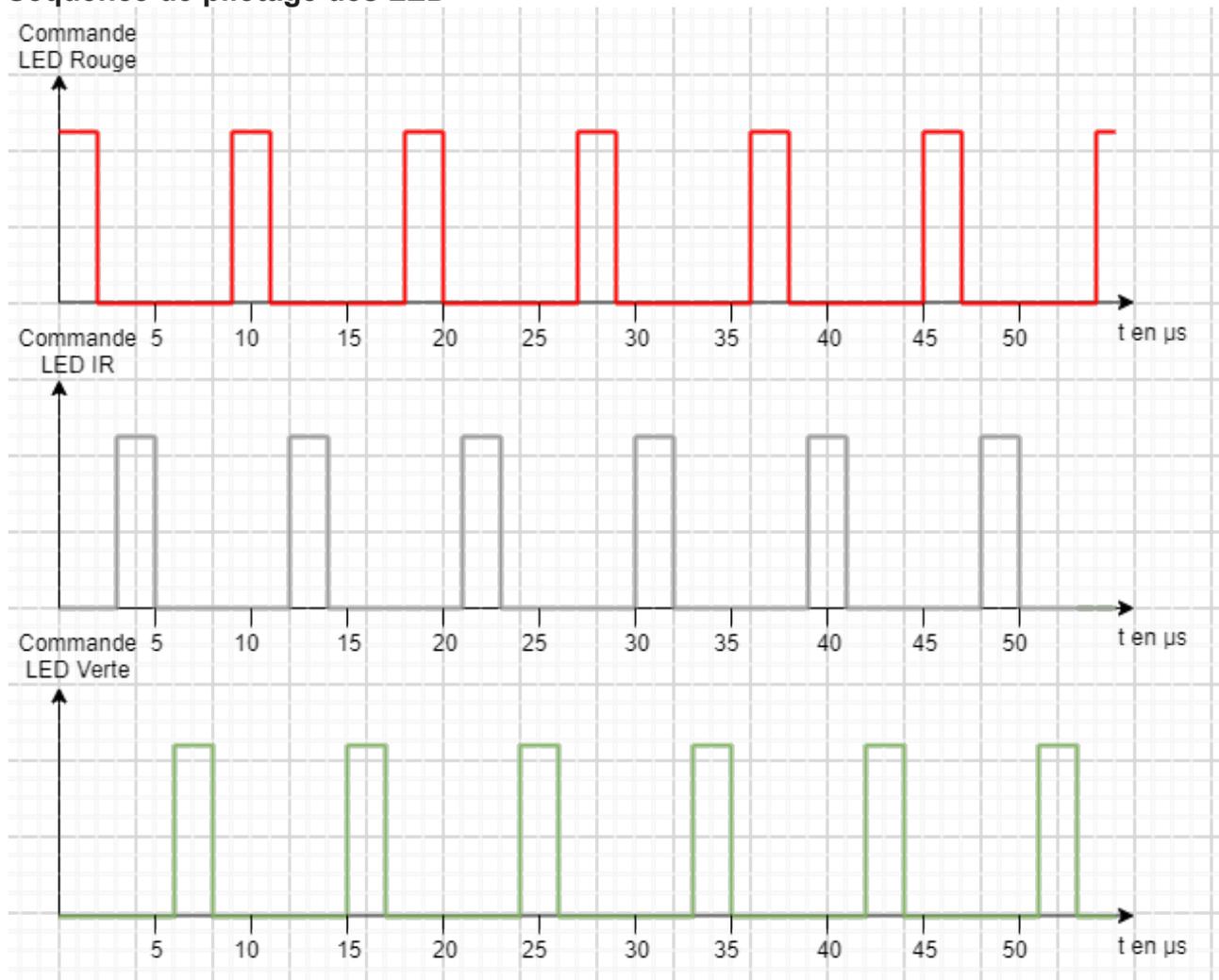


Figure 20. LED Driver Current vs. LED\_CURRENTx\_x Setting

## Les entrées analogiques

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
SYSTEM PERFORMANCE					
Referred to Input Noise	Continuous connect mode, single pulse, single channel, floating input, TIA_VREF = 1.265 V, 3 μs integration time				
	12.5 kΩ TIA gain		8.2		nA rms
	25 kΩ TIA gain		4.1		nA rms
	50 kΩ TIA gain		2.2		nA rms
	100 kΩ TIA gain		1.2		nA rms
	200 kΩ TIA gain		0.61		nA rms
Referred to Input Noise	Continuous connect mode, single pulse, single channel, 90% full-scale input signal, no ambient light, TIA_VREF = 1.265 V, VCX = TIA_VREF + 215 mV, 2 μs LED pulse, photodiode capacitance (C <sub>PD</sub> ) = 70 pF				
	12.5 kΩ TIA gain		10.3		nA rms
	25 kΩ TIA gain		5.3		nA rms
	50 kΩ TIA gain		2.7		nA rms
	100 kΩ TIA gain		1.5		nA rms
	200 kΩ TIA gain		0.97		nA rms

## Séquence de pilotage des LED

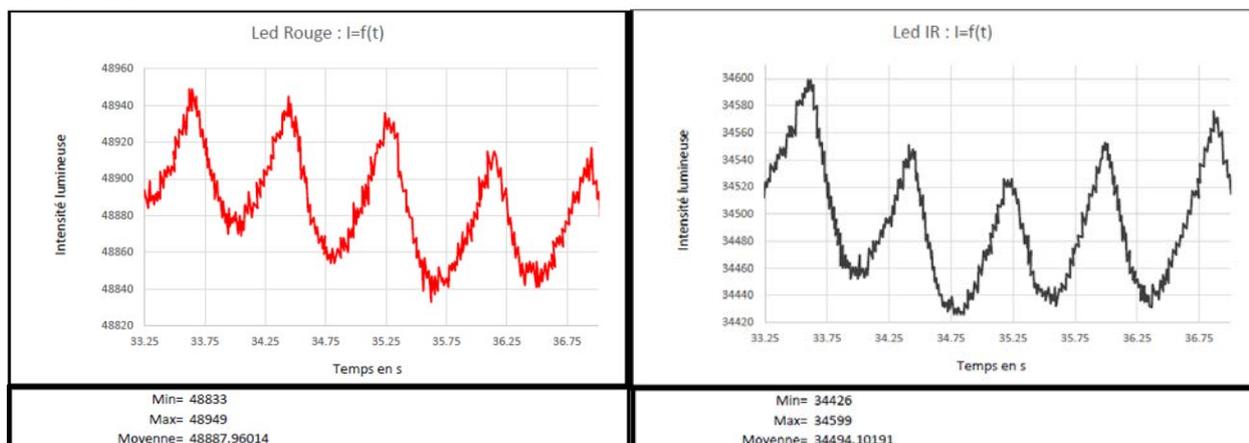


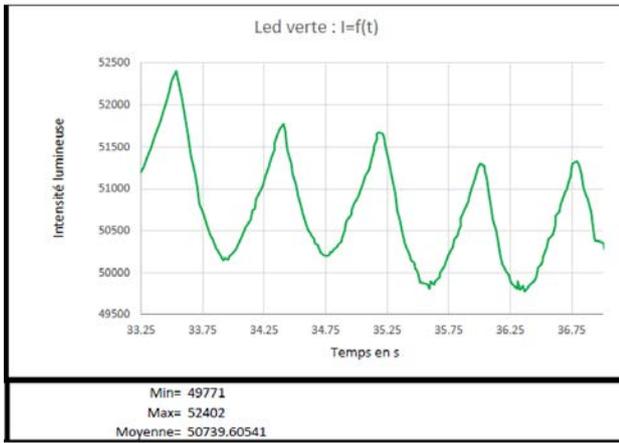
Pour chaque état haut, la valeur lue par la photodiode est additionnée à la valeur précédente de la FIFO et mise à jour dans celle-ci (une par couleur de LED).

À l'issue de 250 pulses, les 3 LED sont éteintes et les 3 valeurs de FIFO stockées en entier positifs de 16 bits (Rouge dans FIFO\_DATA1, IR dans FIFO\_DATA2 et verte dans FIFO\_DATA3) sont envoyées au microcontrôleur via le protocole I<sup>2</sup>C.

Les FIFO sont initialisées à 0 avant le lancement du prochain cycle de 250 pulses.

Ces trois valeurs seront stockées en mémoire toutes les 10 ms pour créer les trois courbes suivantes :





## Adresses des FIFO

Reg	Name	Bits	Bit 15 Bit 7	Bit 14 Bit 6	Bit 13 Bit 5	Bit 12 Bit 4	Bit 11 Bit 3	Bit 10 Bit 2	Bit 9 Bit 1	Bit 8 Bit 0	Reset	R/W
0x002F	FIFO_DATA1	[15:8] [7:0]	FIFO_DATA[15:8]						FIFO_DATA[7:0]		0x0000	R
0x0031	FIFO_DATA2	[15:8] [7:0]	FIFO_DATA[15:8]						FIFO_DATA[7:0]		0x0000	R
0x0033	FIFO_DATA3	[15:8] [7:0]	FIFO_DATA[15:8]						FIFO_DATA[7:0]		0x0000	R
0x0035	FIFO_DATA4	[15:8] [7:0]	FIFO_DATA[15:8]						FIFO_DATA[7:0]		0x0000	R
0x0037	FIFO_DATA5	[15:8] [7:0]	FIFO_DATA[15:8]						FIFO_DATA[7:0]		0x0000	R

## Communication I<sup>2</sup>C

The ADPD4101 supports fast-mode plus (rate up to 1 MHz). The I<sup>2</sup>C operations require addressing the device as well as choosing the register that is being read or written. An I<sup>2</sup>C register write is shown in Figure 28 and Figure 29. The SDA pin is bidirectional and open drain, where different bit times are driven in a predetermined way by the master or the slave. The ADPD4101 acts as a slave on the I<sup>2</sup>C bus. Start and stop bit operations are shown as S and P in Figure 28 and Figure 29. The I<sup>2</sup>C port supports both 7-bit and 15-bit addresses. If accessing Address 0x007F or lower, a 7-bit address can be used. If the first address bit after the slave address acknowledge (ACK) is a 0, a 7-bit address is used, as shown in the short read and write operations (see Figure 28 to Figure 31).

Figure 28 shows the first half of the short register write operation. The first byte indicates that the ADPD4101 is being addressed with a write operation. The ADPD4101 indicates that it has been addressed by driving an acknowledge. The next byte operation is a write of the address of the register to be written. The MSB is the L/S bit (long/short). When this bit is low, a 7-bit address follows. If the L/S bit is high, a 15-bit address follows. The ADPD4101 sends an acknowledge following the register address.

The rest of the write operation is shown in Figure 29, which shows the two data bytes that are written to the 16-bit register.

Registers are written only when all 16 bits are shifted in before a stop bit occurs. The ADPD4101 sends an acknowledge for each byte received. Additional pairs of byte operations can be repeated prior to the stop bit occurring. The address auto-increments after each complete write. Register writes occur only after each pair of bytes is written.

The I<sup>2</sup>C short read operations are shown in Figure 30 and Figure 31. Like the write operation, the first byte pair selects the ADPD4101 and specifies the register address (with the L/S bit low) to read from.

Figure 31 shows the rest of the read operation. This sequence starts with a start bit, selects the ADPD4101, and indicates that a read operation follows. The ADPD4101 sends an acknowledge to indicate data to be sent. The ADPD4101 then shifts out the register read data one byte at a time. The host acknowledges each byte after it is sent by the ADPD4101, if additional bytes are to be read. The same address incrementing is used for reads as well.

To read multiple bytes from the FIFO or from sequential registers, simply repeat the middle byte operation as shown in Figure 31.

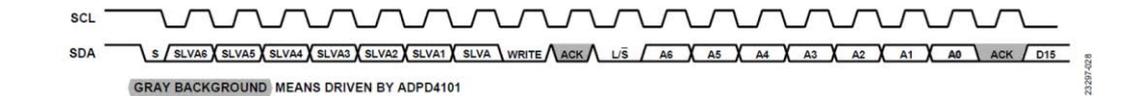


Figure 28. I<sup>2</sup>C Short Write First Half

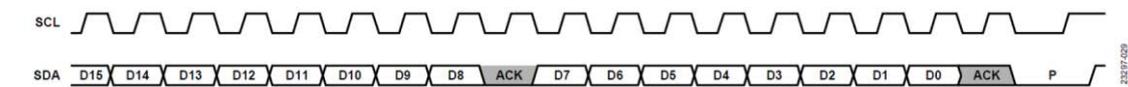


Figure 29. I<sup>2</sup>C Short Write Second Half



Figure 30. I<sup>2</sup>C Short Read First Half



Figure 31. I<sup>2</sup>C Short Read Second Half

## Silicon PIN Photodiode



### FEATURES

- Package type: leaded
- Package form: top view
- Dimensions (L x W x H in mm): 5.4 x 4.3 x 3.2
- Radiant sensitive area (in mm<sup>2</sup>): 7.5
- High photo sensitivity
- High radiant sensitivity
- Suitable for visible and near infrared radiation
- Fast response times
- Angle of half sensitivity:  $\varphi = \pm 65^\circ$
- Compliant to RoHS Directive 2002/95/EC and in accordance to WEEE 2002/96/EC



### Note

\*\* Please see document "Vishay Material Category Policy": [www.vishay.com/doc?99902](http://www.vishay.com/doc?99902)

### APPLICATIONS

- High speed photo detector

### DESCRIPTION

BPW34 is a PIN photodiode with high speed and high radiant sensitivity in miniature, flat, top view, clear plastic package. It is sensitive to visible and near infrared radiation. BPW34S is packed in tubes, specifications like BPW34.

### PRODUCT SUMMARY

COMPONENT	$I_{ra}$ ( $\mu A$ )	$\varphi$ (deg)	$\lambda_{0.1}$ (nm)
BPW34	50	$\pm 65$	430 to 1100
BPW34S	50	$\pm 65$	430 to 1100

### Note

- Test condition see table "Basic Characteristics"

### ORDERING INFORMATION

ORDERING CODE	PACKAGING	REMARKS	PACKAGE FORM
BPW34	Bulk	MOQ: 3000 pcs, 3000 pcs/bulk	Top view
BPW34S	Tube	MOQ: 1800 pcs, 45 pcs/tube	Top view

### Note

- MOQ: minimum order quantity

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ( $T_{amb} = 25^\circ C$ , unless otherwise specified)

PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
Reverse voltage		$V_R$	60	V
Power dissipation	$T_{amb} \leq 25^\circ C$	$P_V$	215	mW
Junction temperature		$T_J$	100	$^\circ C$
Operating temperature range		$T_{amb}$	- 40 to + 100	$^\circ C$
Storage temperature range		$T_{stg}$	- 40 to + 100	$^\circ C$
Soldering temperature	$t \leq 3$ s	$T_{sd}$	260	$^\circ C$
Thermal resistance junction/ambient	Connected with Cu wire, 0.14 mm <sup>2</sup>	$R_{thJA}$	350	K/W

BASIC CHARACTERISTICS ( $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified)						
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Breakdown voltage	$I_R = 100\text{ }\mu\text{A}$ , $E = 0$	$V_{(BR)}$	60			V
Reverse dark current	$V_R = 10\text{ V}$ , $E = 0$	$I_{r0}$		2	30	nA
Diode capacitance	$V_R = 0\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$ , $E = 0$	$C_D$		70		pF
	$V_R = 3\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$ , $E = 0$	$C_D$		25	40	pF
Open circuit voltage	$E_e = 1\text{ mW/cm}^2$ , $\lambda = 950\text{ nm}$	$V_o$		350		mV
Temperature coefficient of $V_o$	$E_e = 1\text{ mW/cm}^2$ , $\lambda = 950\text{ nm}$	$TK_{V_o}$		-2.6		mV/K
Short circuit current	$E_A = 1\text{ klx}$	$I_k$		70		$\mu\text{A}$
	$E_e = 1\text{ mW/cm}^2$ , $\lambda = 950\text{ nm}$	$I_k$		47		$\mu\text{A}$
Temperature coefficient of $I_k$	$E_e = 1\text{ mW/cm}^2$ , $\lambda = 950\text{ nm}$	$TK_{I_k}$		0.1		%/K
Reverse light current	$E_A = 1\text{ klx}$ , $V_R = 5\text{ V}$	$I_{ra}$		75		$\mu\text{A}$
	$E_e = 1\text{ mW/cm}^2$ , $\lambda = 950\text{ nm}$ , $V_R = 5\text{ V}$	$I_{ra}$	40	50		$\mu\text{A}$
Angle of half sensitivity		$\phi$		$\pm 65$		deg
Wavelength of peak sensitivity		$\lambda_p$		900		nm
Range of spectral bandwidth		$\lambda_{0.1}$		430 to 1100		nm
Noise equivalent power	$V_R = 10\text{ V}$ , $\lambda = 950\text{ nm}$	NEP		$4 \times 10^{-14}$		$\text{W}/\sqrt{\text{Hz}}$

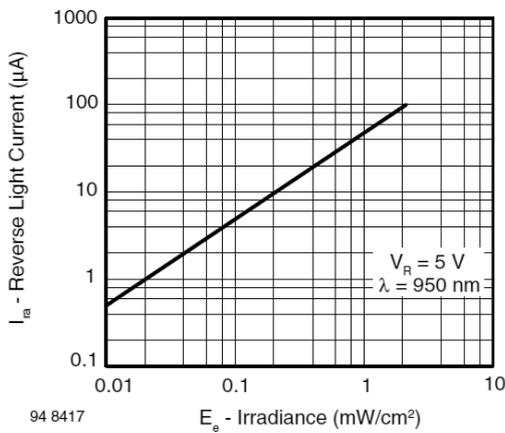


Fig. 3 - Reverse Light Current vs. Irradiance

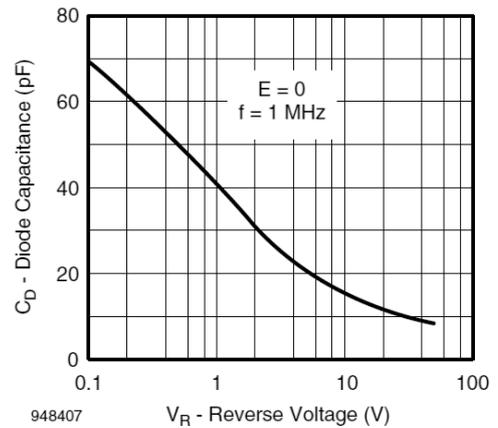


Fig. 6 - Diode Capacitance vs. Reverse Voltage

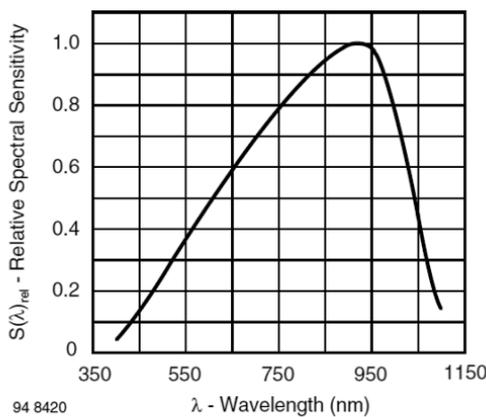
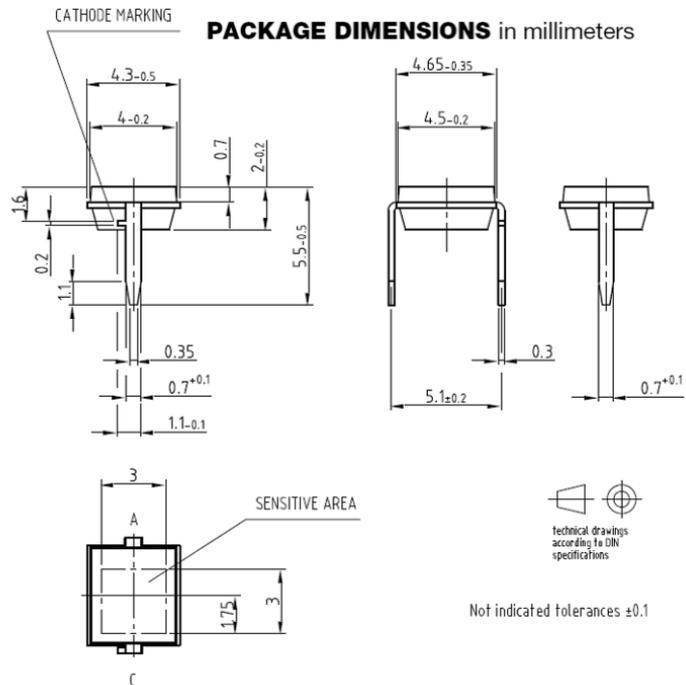


Fig. 7 - Relative Spectral Sensitivity vs. Wavelength



Drawing-No.: 6.544-5315.01-4  
Issue: 1; 19.10.07  
96 12186

## ADS1293 Low-Power, 3-Channel, 24-Bit Analog Front-End for Biopotential Measurements

### 1 Features

- Three High-Resolution Digital ECG Channels With Simultaneous Pace Output
- EMI-Hardened Inputs
- Low Power: 0.3 mW/channel
- Input-Referred Noise: 7  $\mu\text{Vpp}$  (40-Hz Bandwidth)
- Input Bias Current: 175 pA
- Data Rate: Up to 25.6 ksp/s
- Differential Input Voltage Range:  $\pm 400$  mV
- Analog Supply Voltage: 2.7 V to 5.5 V
- Digital I/O Supply Voltage: 1.65 V to 3.6 V
- Right-Leg Drive Amplifier
- AC and DC Lead-Off Detection
- Wilson and Goldberger Terminals
- ALARMB Pin for Interrupt Driven Diagnostics
- Battery Voltage Monitoring
- Built-In Oscillator and Reference
- Flexible Power-Down and Standby Modes

### 2 Applications

- Portable 1/2/3/5/6/7/8/12-Lead ECG
- Patient Vital Sign Monitoring: Holter, Event, Stress, and Telemedicine
- Automated External Defibrillator
- Sports and Fitness (Heart Rate and ECG)

### 3 Description

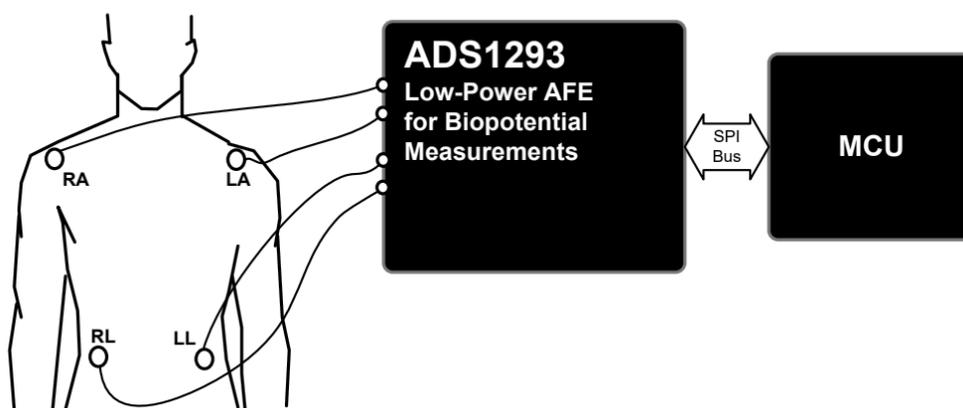
The ADS1293 incorporates all features commonly required in portable, low-power medical, sports, and fitness electrocardiogram (ECG) applications. With high levels of integration and exceptional performance, the ADS1293 enables the creation of scalable medical instrumentation systems at significantly reduced size, power, and overall cost.

The ADS1293 features three high-resolution channels capable of operating up to 25.6 ksp/s. Each channel can be independently programmed for a specific sample rate and bandwidth allowing users to optimize the configuration for performance and power. All input pins incorporate an EMI filter and can be routed to any channel through a flexible routing switch. Flexible routing also allows independent lead-off detection, right-leg drive, and Wilson/Goldberger reference terminal generation without the need to reconnect leads externally. A fourth channel allows external analog pace detection for applications that do not use digital pace detection.

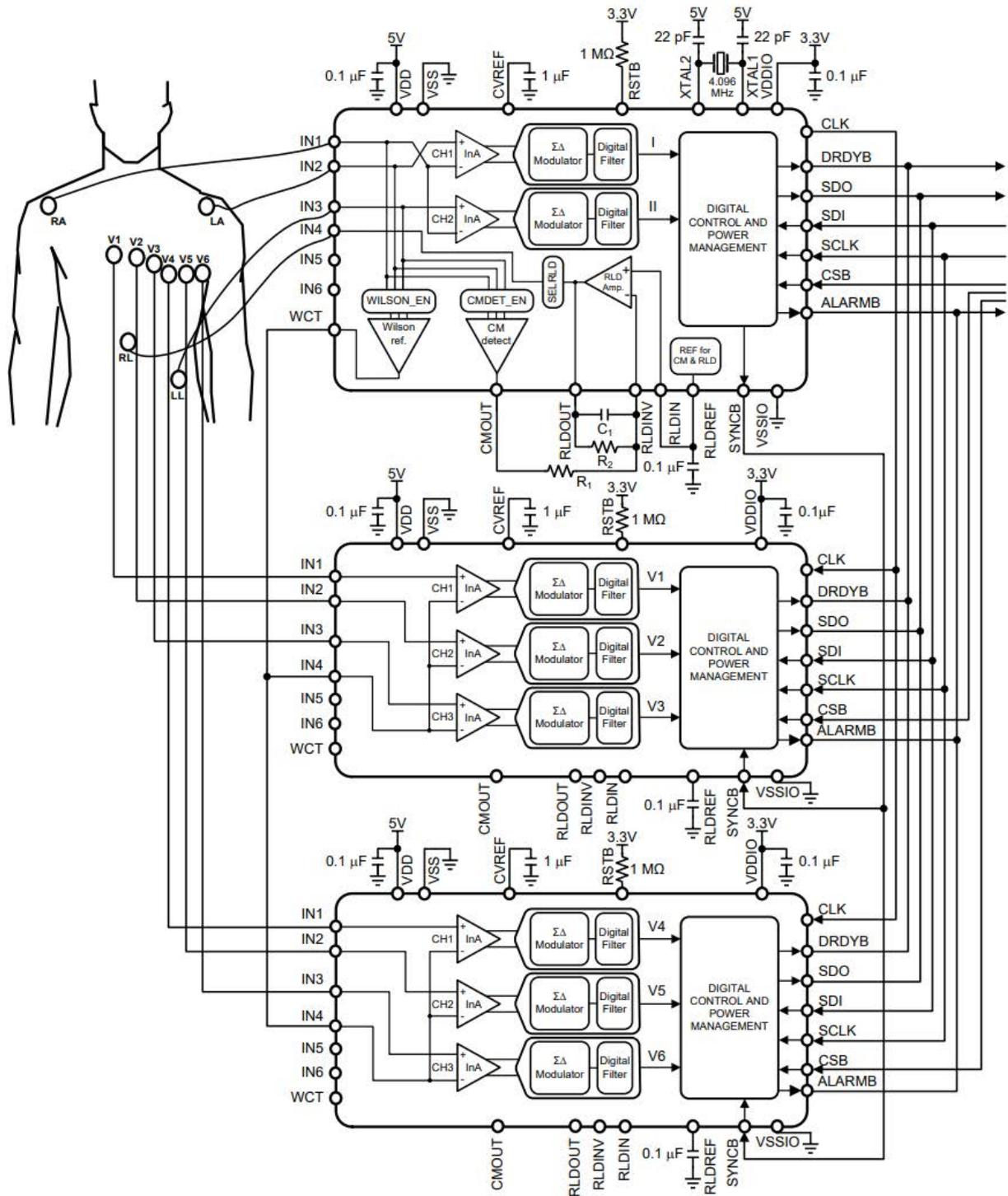
The ADS1293 incorporates a self-diagnostics alarm system to detect when the system is out of the operating conditions range. Such events are reported to error flags. The overall status of the error flags is available as a signal on a dedicated ALARMB pin.

The device is packaged in a 5-mm  $\times$  5-mm  $\times$  0.8-mm, 28-pin LLP. Operating temperature ranges from  $-20^{\circ}\text{C}$  to  $85^{\circ}\text{C}$ .

### 4 Application Diagram



### 9.2.3 8- or 12-Lead ECG Application



**LDC2112, LDC2114 Inductive Touch Solution for Low-Power HMI Button Applications**

**1 Features**

- Low Power Consumption:
  - One Button: 6  $\mu$ A at 0.625 SPS
  - Two Buttons: 72  $\mu$ A at 20 SPS
- Configurable Button Scan Rates:
  - 0.625 SPS to 80 SPS
- Force Level Measurement of Touch Buttons
- Independent Channel Operation:
  - Two Channels for LDC2112
  - Four Channels for LDC2114
- Integrated Algorithms to Enable:
  - Adjustable Force Threshold per Button
  - Environmental Shift Compensation
  - Simultaneous Button Press Detection
- Supports Independent Operation without MCU
- Robust EMI Performance:
  - Allows for CISPR 22 and CISPR 24 Compliance
- Operating Voltage Range: 1.8 V  $\pm$  5%
- Temperature Range:  $-40^{\circ}$  C to  $+85^{\circ}$  C
- Interface:
  - I<sup>2</sup>C
  - Dedicated Logic Output per Channel

**2 Applications**

Touch Buttons and Force Level Measurements on Different Materials, Including Metal, Plastic, and Glass for:

- Consumer Electronics:
  - Smartphones
  - Smart Watches and Other Wearable Devices
  - Smart Speakers
  - Tablets/PCs
  - Virtual Reality Headsets
  - Sound Bars
- Industrial Applications:
  - Televisions
  - Handheld Devices
  - Home Appliances
  - HMI Panels and Keypads

**3 Description**

Inductive sensing technology enables touch button design for human machine interface (HMI) on a wide variety of materials such as metal, glass, plastic, and wood, by measuring small deflections of conductive targets. The sensor for an inductive touch system is a coil that can be implemented on a small PCB located behind the panel and protected from the environment. Inductive sensing solution is insensitive to humidity or non-conductive contaminants such as oil and dirt. It is able to automatically correct for any deformation in the conductive targets.

The LDC2112/LDC2114 is a multi-channel low-noise inductance to digital converter with integrated algorithms to implement inductive touch applications. The device employs an innovative LC resonator that offers high rejection of noise and interference. The LDC2112/LDC2114 can reliably detect material deflections of less than 200 nm.

The LDC2112/LDC2114 includes an ultra-low power mode intended for power on/off buttons in battery powered applications.

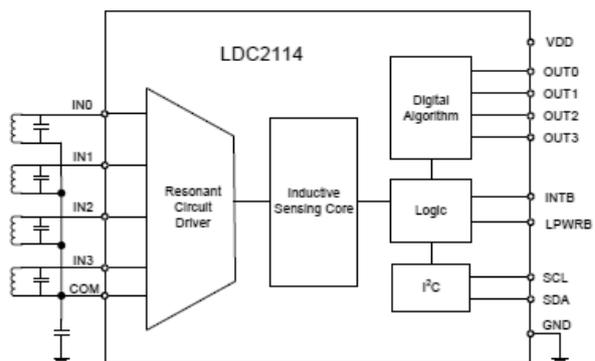
The LDC2112/LDC2114 is available in a 16-pin DSBGA or TSSOP package. The 0.4 mm pitch DSBGA package has a very small 1.6  $\times$  1.6 mm nominal body size with a maximum height of 0.4 mm. The 0.65 mm pitch TSSOP package has a 5.0  $\times$  4.4 mm nominal body size with a maximum height of 1.2 mm.

**Device Information<sup>(1)</sup>**

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LDC2112/LDC2114	DSBGA (16)	1.6 mm $\times$ 1.6 mm
LDC2112/LDC2114	TSSOP (16)	5.0 mm $\times$ 4.4 mm

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

**Simplified Schematic**



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

## 6.5 Electrical Characteristics

Over operating temperature range unless otherwise noted.  $V_{DD} = 1.8\text{ V}$ ,  $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ .

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
<b>POWER</b>						
$V_{DD}$	Supply voltage		1.71	1.8	1.89	V
$I_{DDNP}$	Normal power mode supply current (4 channels) <sup>(1)(2)(3)</sup>	4 channels, 40 SPS per channel, 1 ms sampling window per channel, LPWRB = $V_{DD}$		0.49		mA
$I_{DDNP}$	Normal power mode supply current (2 channels) <sup>(1)(2)</sup>	2 channels, 40 SPS per channel, 1 ms sampling window per channel, LPWRB = $V_{DD}$		0.26		mA
$I_{DDL P}$	Low power mode supply current <sup>(1)(2)</sup>	1 channel, 1.25 SPS per channel, 1 ms sampling window per channel, LPWRB = Ground		9		$\mu\text{A}$
$I_{DDSB}$	Standby supply current	No button active (EN = 0x00)		5	7	$\mu\text{A}$
<b>SENSOR</b>						
$I_{\text{SENSOR, MAX}}$	Sensor maximum current drive	Registers $\text{SENSOR}_n\_CONFIG$ : $RP_n = 0$ <sup>(4)</sup>		2.5		mA
$R_{P, \text{MIN}}$	Sensor minimum parallel resonant impedance			350		$\Omega$
$R_{P, \text{MAX}}$	Sensor maximum parallel resonant impedance			10		k $\Omega$
$f_{\text{SENSOR}}$	Sensor resonant frequency		1		30	MHz
$Q_{\text{SENSOR, MIN}}$	Sensor minimum quality factor			5		
$Q_{\text{SENSOR, MAX}}$	Sensor maximum quality factor			30		
$V_{\text{SENSOR, PP}}$	Sensor oscillation peak-to-peak voltage	Measured on the $IN_n$ <sup>(4)</sup> pins with reference to COM.		0.9		V
$C_{\text{IN}}$	Sensor input pin capacitance			17		pF
<b>CONVERTER</b>						
$SR_{NP, \text{MIN}}$	Minimum normal power mode scan rate <sup>(5)</sup>	LPWRB = $V_{DD}$	7	10	13	SPS
$SR_{NP, \text{MAX}}$	Maximum normal power mode scan rate <sup>(5)</sup>	LPWRB = $V_{DD}$	56	80	104	SPS
$SR_{LP, \text{MIN}}$	Minimum low power mode scan rate <sup>(5)</sup>	LPWRB = Ground	0.438	0.625	0.813	SPS
$SR_{LP, \text{MAX}}$	Maximum low power mode scan rate <sup>(5)</sup>	LPWRB = Ground	3.5	5	6.5	SPS
Resolution	Data code width			12		Bits

(1) Sensor configuration:  $L_{\text{SENSOR}} = 0.85\text{ }\mu\text{H}$ ,  $C_{\text{SENSOR}} = 58\text{ pF}$ ,  $Q_{\text{SENSOR}} = 11$ ,  $R_P = 0.7\text{ k}\Omega$ .

(2) I<sup>2</sup>C communication and pull-up resistors current is not included.

(3) Four-channel supply current is applicable to LDC2114 only.

(4) The italic  $n$  is the channel index, i.e.,  $n = 0$  or 1 for LDC2112;  $n = 0, 1, 2$ , or 3 for LDC2114.

(5) For typical distribution of the scan rates, refer to Figure 9.

## NTC Thermistors, Radial Leaded, Standard Precision



### FEATURES

- Accuracy over a wide temperature range
- High stability over a long life
- Excellent price/performance ratio
- UL recognized, file E148885
- Material categorization:  
For definitions of compliance please see [www.vishay.com/doc?99912](http://www.vishay.com/doc?99912)



RoHS  
COMPLIANT

### APPLICATIONS

- Temperature measurement, sensing and control, temperature compensation in industrial and consumer electronics

### DESCRIPTION

These thermistors have a negative temperature coefficient. The device consists of a chip with two solid copper tin plated leads. It is grey lacquered and color coded, but not insulated.

### PACKAGING

The thermistors are packed in bulk or tape on reel; see code numbers and relevant packaging quantities.

### DESIGN-IN SUPPORT

For complete Curve Computation, visit: [www.vishay.com/resistors-non-linear/curve-computation-list/](http://www.vishay.com/resistors-non-linear/curve-computation-list/)

### MARKING

The thermistors are marked with colored bands; see dimensions drawing and "Electrical data and ordering information".

### MOUNTING

By soldering in any position.  
Not intended for potted applications.

QUICK REFERENCE DATA		
PARAMETER	VALUE	UNIT
Resistance value at 25 °C	3.3 to 470K	Ω
Tolerance on $R_{25}$ -value	± 2; ± 3; ± 5	%
$B_{25/85}$ -value	2880 to 4570	K
Tolerance on $B_{25/85}$ -value	± 0.5 to ± 3	%
Operating temperature range: At zero power dissipation; continuously	- 40 to + 125	°C
At zero power dissipation; for short periods	≤ 150	
Response time (in oil)	≈ 1.2	s
Thermal time constant $\tau$ (for information only)	15	s
Dissipation factor $\delta$ (for information only)	7 8.5 (for $R_{25}$ -value ≤ 680 Ω)	mW/K
Maximum power dissipation at 55 °C	500	mW
Climatic category (LCT/UCT/days)	40/125/56	-
Weight	≈ 0.3	g

ELECTRICAL DATA AND ORDERING INFORMATION									
$R_{25}$ (Ω)	$B_{25/85}$ -VALUE		UL APPROVED (Y/N)	SAP MATERIAL NUMBER NTCLE100E3....B0/T1/T2 <sup>(2)</sup>	OLD 12NC CODE 2381 640 3/4/6.... <sup>(1)</sup>	COLOR CODE <sup>(3)</sup>			
	(K)	(± %)				I	II	III	
3.3	2880	3	N	338*B0	*338	Orange	Orange	Gold	
4.7	2880	3	N	478*B0	*478	Yellow	Violet	Gold	
6.8	2880	3	N	688*B0	*688	Blue	Grey	Gold	
10	2990	3	N	109*B0	*109	Brown	Black	Black	
15	3041	3	N	159*B0	*159	Brown	Green	Black	
22	3136	3	N	229*B0	*229	Red	Red	Black	
33	3390	3	Y	339*B0	*339	Orange	Orange	Black	
47	3390	3	Y	479*B0	*479	Yellow	Violet	Black	
68	3390	3	Y	689*B0	*689	Blue	Grey	Black	
100	3560	1.5	Y	101*B0	*101	Brown	Black	Brown	
150	3560	1.5	Y	151*B0	*151	Brown	Green	Brown	
220	3560	1.5	Y	221*B0	*221	Red	Red	Brown	
330	3560	1.5	Y	331*B0	*331	Orange	Orange	Brown	

ELECTRICAL DATA AND ORDERING INFORMATION								
R <sub>25</sub> (Ω)	B <sub>25/85</sub> -VALUE		UL APPROVED (Y/N)	SAP MATERIAL NUMBER NTCLE100E3....B0/T1/T2 <sup>(2)</sup>	OLD 12NC CODE 2381 640 3/4/6.... <sup>(1)</sup>	COLOR CODE <sup>(3)</sup>		
	(K)	(± %)				I	II	III
470	3560	1.5	Y	471*B0	*471	Yellow	Violet	Brown
680	3560	1.5	Y	681*B0	*681	Blue	Grey	Brown
1000	3528	0.5	Y	102*B0	*102	Brown	Black	Red
1500	3528	0.5	Y	152*B0	*152	Brown	Green	Red
2000	3528	0.5	Y	202*B0	*202	Red	Black	Red
2200	3977	0.75	Y	222*B0	*222	Red	Red	Red
2700	3977	0.75	Y	272*B0	*272	Red	violet	Red
3300	3977	0.75	Y	332*B0	*332	Orange	Orange	Red
4700	3977	0.75	Y	472*B0	*472	Yellow	Violet	Red
5000	3977	0.75	Y	502*B0	*502	Green	Black	Red
6800	3977	0.75	Y	682*B0	*682	Blue	Grey	Red
10 000	3977	0.75	Y	103*B0	*103	Brown	Black	Orange
12 000	3740	2	Y	123*B0	*123	Brown	Red	Orange
15 000	3740	2	Y	153*B0	*153	Brown	Green	Orange
22 000	3740	2	Y	223*B0	*223	Red	Red	Orange
33 000	4090	1.5	Y	333*B0	*333	Orange	Orange	Orange
47 000	4090	1.5	Y	473*B0	*473	Yellow	Violet	Orange
50 000	4190	1.5	Y	503*B0	*503	Green	Black	Orange
68 000	4190	1.5	Y	683*B0	*683	Blue	Grey	Orange
100 000	4190	1.5	Y	104*B0	*104	Brown	Black	Yellow
150 000	4370	2.5	Y	154*B0	*154	Brown	Green	Yellow
220 000	4370	2.5	Y	224*B0	*224	Red	Red	Yellow
330 000	4570	1.5	N	334*B0	*334	Orange	Orange	Yellow
470 000	4570	1.5	N	474*B0	*474	Yellow	Violet	Yellow

**Notes**

<sup>(1)</sup> Replace \* in 12NC by 3 for 5 %, 6 for 3 %, 4 for 2 %

<sup>(2)</sup> Replace \* in SAP by J for 5 %, H for 3 %, G for 2 %

<sup>(3)</sup> For R<sub>25</sub> ± 2 % band IV is red, ± 3 % band IV is orange, ± 5 % band IV is gold

## R<sub>T</sub> VALUE AND TOLERANCE

These thermistors have a narrow tolerance on the B-value, the result of which provides a very small tolerance on the nominal resistance value over a wide temperature range. For this reason the usual graphs of  $R = f(T)$  are replaced by Resistance Values at Intermediate Temperatures Tables, together with a formula to calculate the characteristics with a high precision.

## FORMULAE TO DETERMINE NOMINAL RESISTANCE VALUES

The resistance values at intermediate temperatures, or the operating temperature values, can be calculated using the following interpolation laws (extended "Steinhart and Hart"):

$$R_{(T)} = R_{ref} \times e^{(A+B/T+C/T^2+D/T^3)} \quad (1)$$

$$T_{(R)} = \left( A_1 + B_1 \ln \frac{R}{R_{ref}} + C_1 \ln^2 \frac{R}{R_{ref}} + D_1 \ln^3 \frac{R}{R_{ref}} \right)^{-1} \quad (2)$$

where:

A, B, C, D, A<sub>1</sub>, B<sub>1</sub>, C<sub>1</sub> and D<sub>1</sub> are constant values depending on the material concerned; see table below.

R<sub>ref</sub>. Is the resistance value at a reference temperature (In this event 25 °C, R<sub>ref</sub>. = R<sub>25</sub>).

T is the temperature in K.

Formulae numbered and are interchangeable with an error of max. 0.005 °C in the range 25 °C to 125 °C and max. 0.015 °C in the range - 40 °C to + 25 °C.

## DETERMINATION OF THE RESISTANCE/TEMPERATURE DEVIATION FROM NOMINAL VALUE

The total resistance deviation is obtained by combining the "R<sub>25</sub>-tolerance" and the "resistance deviation due to B-tolerance".

When:

X = R<sub>25</sub>-tolerance

Y = resistance deviation due to B-tolerance

Z = complete resistance deviation,

then:  $Z = \left[ \left( 1 + \frac{X}{100} \right) \times \left( 1 + \frac{Y}{100} \right) - 1 \right] \times 100 \%$  or  $Z \approx X + Y$

When:

TCR = temperature coefficient

ΔT = temperature deviation,

then:  $\Delta T = \frac{Z}{TCR}$

The temperature tolerances are plotted in the graphs on the previous page.

**Example:** at 0 °C, assume X = 5 %, Y = 0.89 % and TCR = 5.08 %/K (see table), then:

$$Z = \left\{ \left[ 1 + \frac{5}{100} \right] \times \left[ 1 + \frac{0.89}{100} \right] - 1 \right\} \times 100 \%$$

$$= \{ 1.05 \times 1.0089 - 1 \} \times 100 \% = 5.9345 \% (\approx 5.93 \%)$$

$$\Delta T = \frac{Z}{TCR} = \frac{5.93}{5.08} = 1.167 \text{ °C } (\approx 1.17 \text{ °C})$$

A NTC with a R<sub>25</sub>-value of 10 kΩ has a value of 32.56 kΩ between - 1.17 °C and + 1.17 °C.

PARAMETER FOR DETERMINING NOMINAL RESISTANCE VALUES											
NUMBER	B <sub>25/85</sub> (K)	NAME	TOL. B (%)	A	B (K)	C (K <sup>2</sup> )	D (K <sup>3</sup> )	A <sub>1</sub>	B <sub>1</sub> (K <sup>-1</sup> )	C <sub>1</sub> (K <sup>-2</sup> )	D <sub>1</sub> (K <sup>-3</sup> )
1	2880	Mat O. with B <sub>n</sub> = 2880K	3	- 9.094	2251.74	229098	- 2.744820E+07	3.354016E-03	3.495020E-04	2.095959E-06	4.260615E-07
2	2990	Mat P. with B <sub>n</sub> = 3990K	3	- 10.2296	2887.62	132336	- 2.502510E+07	3.354016E-03	3.415560E-04	4.955455E-06	4.364236E-07
3	3041	Mat Q. with B <sub>n</sub> = 3041K	3	- 11.1334	3658.73	- 102895	5.166520E+05	3.354016E-03	3.349290E-04	3.683843E-06	7.050455E-07
4	3136	Mat R. with B <sub>n</sub> = 3136K	3	- 12.4493	4702.74	- 402687	3.196830E+07	3.354016E-03	3.243880E-04	2.658012E-06	- 2.701560E-07
5	3390	Mat S. with B <sub>n</sub> = 3390K	3	- 12.6814	4391.97	- 232807	1.509643E+07	3.354016E-03	2.993410E-04	2.135133E-06	- 5.672000E-09
6	3528 <sup>(1)</sup>	Mat I. with B <sub>n</sub> = 3528K	0.5	- 12.0596	3687.667	- 7617.13	- 5.914730E+06	3.354016E-03	2.909670E-04	1.632136E-06	7.192200E-08
	3528 <sup>(2)</sup>			- 21.0704	11903.95	- 2504699	2.470338E+08	3.354016E-03	2.933908E-04	3.494314E-06	- 7.712690E-07
7	3560	Mat H. with B <sub>n</sub> = 3560K	1.5	- 13.0723	4190.574	- 47158.4	- 1.199256E+07	3.354016E-03	2.884193E-04	4.118032E-06	1.786790E-07
8	3740	Mat B. with B <sub>n</sub> = 3740K	2	- 13.8973	4557.725	- 98275	- 7.522357E+06	3.354016E-03	2.744032E-04	3.666944E-06	1.375492E-07
9	3977	Mat A. with B <sub>n</sub> = 3977K	0.75	- 14.6337	4791.842	- 115334	- 3.730535E+06	3.354016E-03	2.569850E-04	2.620131E-06	6.383091E-08
10	4090	Mat C. with B <sub>n</sub> = 4090K	1.5	- 15.5322	5229.973	- 160451	- 5.414091E+06	3.354016E-03	2.519107E-04	3.510939E-06	1.105179E-07
11	4190	Mat D. with B <sub>n</sub> = 4190K	1.5	- 16.0349	5459.339	- 191141	- 3.328322E+06	3.354016E-03	2.460382E-04	3.405377E-06	1.034240E-07
12	4370	Mat E. with B <sub>n</sub> = 4370K	2.5	- 16.8717	5759.15	- 194267	- 6.869149E+06	3.354016E-03	2.367720E-04	3.585140E-06	1.255349E-07
13	4570	Mat F. with B <sub>n</sub> = 4570K	1.5	- 17.6439	6022.726	- 203157	- 7.183526E+06	3.354016E-03	2.264097E-04	3.278184E-06	1.097628E-07

### Notes

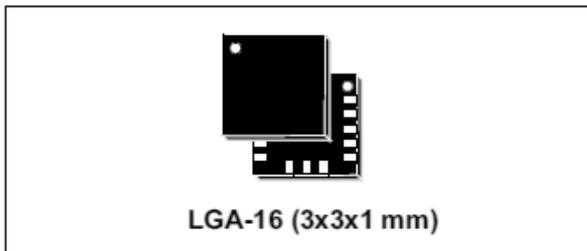
<sup>(1)</sup> Temperature < 25 °C

<sup>(2)</sup> Temperature ≥ 25 °C



## MEMS digital output motion sensor: ultra-low-power high-performance 3-axis "nano" accelerometer

Datasheet - production data



### Features

- Wide supply voltage, 1.71 V to 3.6 V
- Independent IO supply (1.8 V) and supply voltage compatible
- Ultra-low-power mode consumption down to 2  $\mu$ A
- $\pm 2g/\pm 4g/\pm 8g/\pm 16g$  dynamically selectable full scale
- I<sup>2</sup>C/SPI digital output interface
- 16-bit data output
- 2 independent programmable interrupt generators for free-fall and motion detection
- 6D/4D orientation detection
- Free-fall detection
- Motion detection
- Embedded temperature sensor
- Embedded self-test
- Embedded 32 levels of 16-bit data output FIFO
- 10000 g high shock survivability
- ECOPACK<sup>®</sup>, RoHS and "Green" compliant

### Applications

- Motion activated functions
- Free-fall detection
- Click/double-click recognition
- Intelligent power saving for handheld devices
- Pedometers

- Display orientation
- Gaming and virtual reality input devices
- Impact recognition and logging
- Vibration monitoring and compensation

### Description

The LIS3DH is an ultra-low-power high-performance three-axis linear accelerometer belonging to the "nano" family, with digital I<sup>2</sup>C/SPI serial interface standard output. The device features ultra-low-power operational modes that allow advanced power saving and smart embedded functions.

The LIS3DH has dynamically user-selectable full scales of  $\pm 2g/\pm 4g/\pm 8g/\pm 16g$  and is capable of measuring accelerations with output data rates from 1 Hz to 5.3 kHz. The self-test capability allows the user to check the functioning of the sensor in the final application. The device may be configured to generate interrupt signals using two independent inertial wake-up/free-fall events as well as by the position of the device itself.

Thresholds and timing of interrupt generators are programmable by the end user on the fly. The LIS3DH has an integrated 32-level first-in, first-out (FIFO) buffer allowing the user to store data in order to limit intervention by the host processor. The LIS3DH is available in small thin plastic land grid array package (LGA) and is guaranteed to operate over an extended temperature range from -40 °C to +85 °C.

Table 1. Device summary

Order codes	Temp. range [°C]	Package	Packaging
LIS3DHTR	-40 to +85	LGA-16	Tape and reel

## 2.1 Mechanical characteristics

V<sub>dd</sub> = 2.5 V, T = 25 °C unless otherwise noted <sup>(a)</sup>

**Table 4. Mechanical characteristics**

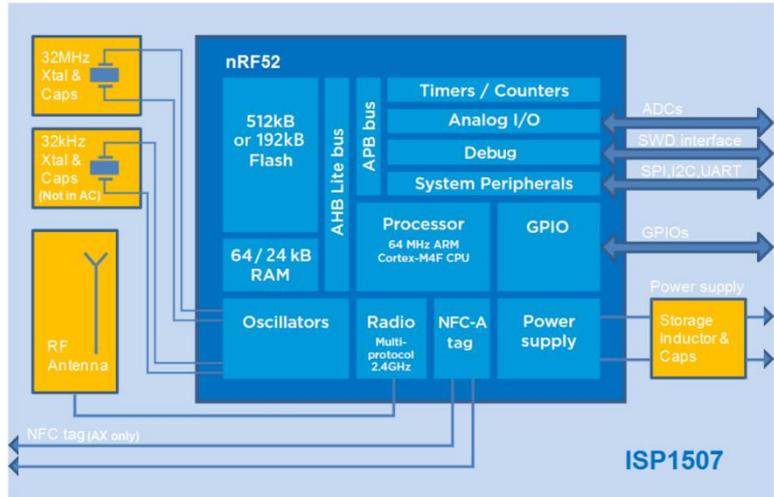
Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ. <sup>(1)</sup>	Max.	Unit
FS	Measurement range <sup>(2)</sup>	FS bit set to 00		±2.0		
		FS bit set to 01		±4.0		
		FS bit set to 10		±8.0		
		FS bit set to 11		±16.0		<i>g</i>
So	Sensitivity	FS bit set to 00; High-resolution mode		1		mg/digit
		FS bit set to 00; Normal mode		4		
		FS bit set to 00; Low-power mode		16		
		FS bit set to 01; High-resolution mode		2		mg/digit
		FS bit set to 01; Normal mode		8		
		FS bit set to 01; Low-power mode		32		
		FS bit set to 10; High-resolution mode		4		mg/digit
		FS bit set to 10; Normal mode		16		
		FS bit set to 10; Low-power mode		64		
		FS bit set to 11; High-resolution mode		12		mg/digit
		FS bit set to 11; Normal mode		48		
		FS bit set to 11; Low-power mode		192		
TCS <sub>o</sub>	Sensitivity change vs temperature	FS bit set to 00		0.01		%/°C
TyOff	Typical zero-g level offset accuracy <sup>(3),(4)</sup>	FS bit set to 00		±40		mg

a. The product is factory calibrated at 2.5 V. The operational power supply range is from 1.71 V to 3.6 V.

Table 4. Mechanical characteristics

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ. <sup>(1)</sup>	Max.	Unit
TCOff	Zero- <i>g</i> level change vs temperature	Max delta from 25 °C		±0.5		mg/°C
An	Acceleration noise density	FS bit set to 00, High-Resolution mode ( <i>Table 10</i> ), ODR > 1300 Hz		220		μg/√Hz
Vst	Self-test output change <sup>(5)(6)(7)</sup>	FS bit set to 00 X-axis; Normal mode	17		360	LSb
		FS bit set to 00 Y-axis; Normal mode	17		360	LSb
		FS bit set to 00 Z-axis; Normal mode	17		360	LSb
Top	Operating temperature range		-40		+85	°C

1. Typical specifications are not guaranteed.
2. Verified by wafer level test and measurement of initial offset and sensitivity.
3. Typical zero-*g* level offset value after MSL3 preconditioning.
4. Offset can be eliminated by enabling the built-in high-pass filter.
5. The sign of "Self-test output change" is defined by the ST bits in *CTRL\_REG4 (23h)*, for all axes.
6. "Self-test output change" is defined as the absolute value of:  
 $OUTPUT[LSb]_{(Self\ test\ enabled)} - OUTPUT[LSb]_{(Self\ test\ disabled)}$ . 1LSb = 4 mg at 10-bit representation, ±2 g full scale.
7. After enabling the self-test, correct data is obtained after two samples (low-power mode / normal mode) or after eight samples (high-resolution mode).



**Fréquences**

**Fonctionnement**

Bluetooth est une norme de télécommunications permettant l'échange bidirectionnel de données à courte distance en utilisant des ondes radio UHF sur la bande de fréquence de 2,4 GHz.

Les 79 canaux RF du Bluetooth classique (40 en mode BLE) sont numérotés de 0 à 78 et séparés de 1 MHz en commençant par 2 402 MHz. Le codage de l'information se fait par sauts de fréquence et la période est de 625 µs, ce qui permet 1 600 sauts par seconde.

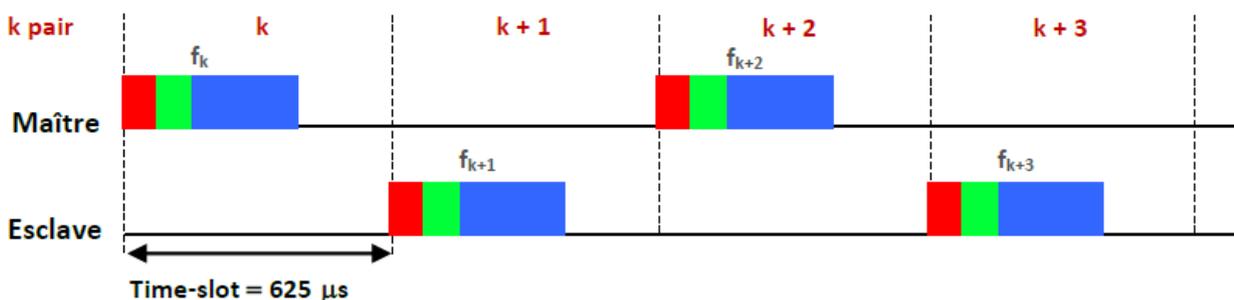
**Transmission des données**

Les données sont transmises par paquet. Chaque paquet est constitué des informations suivantes :

<b>Code d'accès</b> 72 bits		<b>En-tête</b> 54 bits	<b>Données</b> 240 bits maxi
<b>Code d'accès</b>	<b>72 bits</b>	Chaque paquet débute par un code d'accès composé du code de canal ou CAC (Chanel Access Code) propre à un « piconet », du code de composant ou DAC (Device Access Code) et du code de recherche ou IAC (Inquiry Access Code) si le maître recherche d'autres équipements Bluetooth du « piconet »	
<b>En-tête</b>	<b>54 bits</b>	Ce champ contient dans l'ordre l'adresse de l'esclave (codée sur 3 bits), le type de paquet et des bits de contrôle (erreurs, buffer de réception ...)	
<b>Données</b>	<b>240 bits maxi</b>	La taille de la donnée est variable et peut aller jusqu'à 240 bits	

Les échanges de données sont régis par les règles suivantes :

- le choix des fréquences se fait selon une séquence pseudo-aléatoire définie par le maître ;
- le maître émet dans les time-slots pairs et l'esclave dans les time-slots impair ;
- les time-slots sont numérotés par le maître de  $k=0$  jusqu'à  $k=2^{27}-1$ .

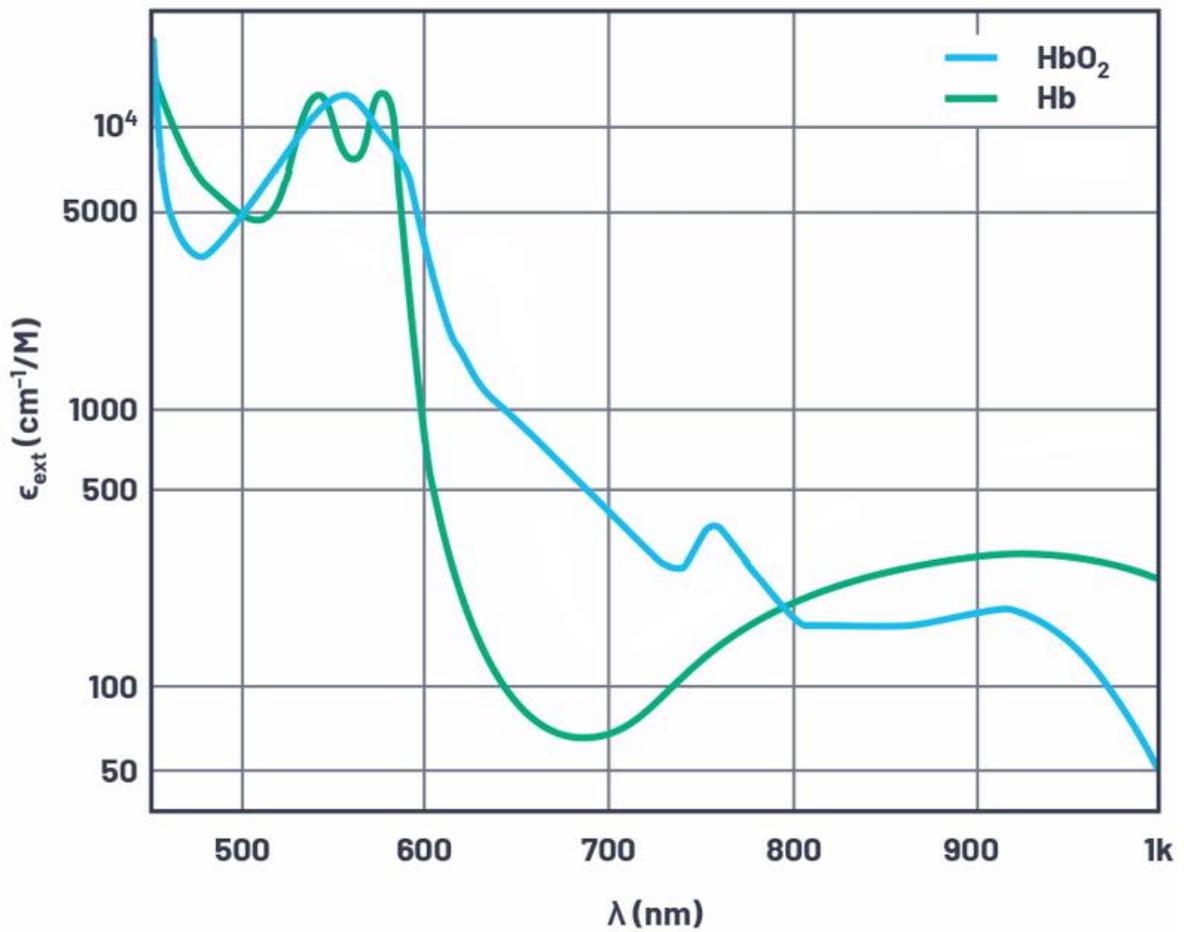




NE RIEN ECRIRE DANS CE CADRE

DR1

Question 4



Led	$\lambda$	$\epsilon_{\text{HbO}_2}$	$\epsilon_{\text{Hb}}$
Rouge			
IR			

# DR2

## Question 58

