UCL Université catholique de Louvain

École polytechnique de Louvain (EPL)

epl

Conception et implémentation d'un système embarqué et bon marché de mesure des NOx à l'échappement des véhicules automobiles

Mémoire présenté par
Laurent REMY , Olivier DE VINCK

en vue de l'obtention du grade de Master
ingénieur civil électromécanicien, ingénieur civil mécanicien

Promoteurs
Francesco CONTINO, Hervé JEANMART

Lecteur
Thomas WALEWYNS

Année académique 2018-2019

Nous remercions chaleureusement nos promoteurs les Professeurs Hervé Jeanmart et Francesco Contino, notre lecteur le Docteur Thomas Walewyns et ses collègues Souley Djadjandi et Pierre Gérard, nos experts en électronique Madame Yan Liu, Monsieur Salvatore Di Stefano et Monsieur Thierry Daras, nos experts en conception Frank Hesbois et Julien Vervotte, notre experte en bonne humeur Isabelle Hennau ainsi que les Professeurs Laurent Francis, Benoît Herman et Miltiadis Papalexandris pour leur précieux temps et leurs précieux conseils prodigués lors de la réalisation de notre mémoire. Nous remercions également affectueusement nos parents, Bruno et Michèle, Michel et Bénédicte, ainsi que notre famille et nos proches pour leur soutien inconditionnel.

Table des matières

Introduction **1**

1 Les NOx **3**
1.1 La problématique des NOx . . . 3
1.2 L'origine des NOx . . . 4
1.2.1 D'où viennent-ils ? . . . 4
1.2.2 Comment se forment-ils ? . . . 4
1.3 Les normes européennes d'émission . . . 5

2 Méthodes pour arriver au g/km de NOx **7**
2.1 Les fractions massiques $\text{ppm}_{m,NO}$ et ppm_{m,NO_2} . . . 7
2.2 Le débit massique des gaz d'échappement $\dot{m}_{gaz}$ . . . 9
2.2.1 Le débit massique d'air $\dot{m}_a$ . . . 9
2.2.2 Le débit massique de carburant $\dot{m}_c$ . . . 10
2.3 Récapitulatif des méthodes envisagées . . . 13

3 Système de mesures en théorie **15**
3.1 Les données accessibles via la prise OBD2 . . . 17
3.2 Dimensionnement de la cellule de refroidissement . . . 18
3.3 Technologies des capteurs de gaz . . . 19
3.3.1 Les capteurs de NO et de NO_2 . . . 19
3.3.2 Le capteur d'O_2 . . . 22
3.3.3 Le capteur de CO_2 . . . 23
3.4 Récapitulatif des données susceptibles d'être acquises par notre système de mesures en théorie . . . 25

4 Système de mesures en pratique **27**
4.1 Chaîne de mesures en pratique . . . 29
4.2 Acquisition des données . . . 44
4.2.1 Bloc 1 : Pompe avec contrôle de débit, module Peltier, ventilateur et relais . . . 45
4.2.2 Bloc 2 : Timer . . . 48
4.2.3 Bloc 3 : Dispositif OBD2 . . . 51
4.2.4 Bloc 4 : Thermocouples . . . 55
4.2.5 Bloc 5 : Capteurs NO, NO_2 et O_2 . . . 60
4.2.6 Bloc 6 : Capteur CO_2 et humidité relative . . . 65
4.2.7 Bloc 7 : Débitmètre . . . 68
4.2.8 Bloc 8 : Carte mémoire . . . 71
4.3 Récapitulatif des données pouvant être acquises par notre système de mesures en pratique . . . 75

5 Post-traitement des données **77**
5.1 $VOUTdigital_{NO}$ vers $ppm_{v,NO}$ . . . 78
5.1.1 Fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$ . . . 79
5.1.2 Fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$ . . . 83
5.1.3 Fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO}$ à $ppm_{v,NO}$ . . . 85
5.2 $VOUTdigital_{NO2}$ vers ppm_{v,NO_2} . . . 87
5.2.1 Fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à ppm_{v,NO_2} . . . 88
5.2.2 Fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ à ppm_{v,NO_2} . . . 91
5.2.3 Fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2} . . . 94
5.3 $VOUTdigital_{O2}$ vers $[O_2]$ . . . 96
5.3.1 Fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$ . . . 97
5.3.2 Fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$ . . . 100

5.3.3 Fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{O2}$ à $[O_2]$ . . . 102
5.4 $[CO_2]$ non calibré vers $[CO_2]$ . . . 104
5.5 $\dot{m}_a$ brut vers $\dot{m}_a$ . . . 105
5.6 $\dot{V}_c$ brut vers $\dot{V}_c$ . . . 105
5.7 v brut vers v . . . 105
5.8 RPM brut vers RPM . . . 105
5.9 λ brut vers λ . . . 106
5.10 p_{adm} brut vers p_{adm} . . . 106
5.11 T_{adm} brut vers T_{adm} . . . 106
5.12 Récapitulatif des données disponibles à l'analyse . . . 107

6 Analyse des données **109**
6.1 Le test réalisé . . . 110
6.2 La validation des capteurs de gaz . . . 111
6.3 L'influence de la sensibilité croisée des capteurs de gaz sur le système de mesures . . . 111
6.3.1 Influence de ppm_{v,NO_2} sur le capteur NO-AE . . . 112
6.3.2 Influence de $ppm_{v,NO}$ sur le capteur NO2-AE . . . 112
6.4 Le shift de temps . . . 113
6.5 La quantité de NOx en g/km en fonction des différentes méthodes . . . 118
6.5.1 Le facteur identique pour chacune des méthodes . . . 120
6.5.2 Le facteur différent pour chacune des méthodes . . . 123

Conclusion **129**

A Codes **135**
A.1 Code Arduino . . . 135
A.2 Code Matlab . . . 145
A.2.1 Post-traitement des données . . . 145
A.2.2 Analyse des données . . . 150

B Modélisation des capteurs de gaz **156**
B.1 Modèle Texas Instruments . . . 157
B.2 Modèle Alphasense . . . 159

C Certificats de calibration des capteurs de gaz **163**
C.1 NO-AE . . . 163
C.2 NO2-AE . . . 163
C.3 O2-C2 . . . 164
C.4 COZIR Wide Range 20% CO2 . . . 164

D Datasheets **165**
D.1 Puce 74LVC125A . . . 167
D.2 Module DS3231 Real Time Clock . . . 169
D.3 Relais SRD-05VDC-SL-C . . . 171
D.4 MAX31855 . . . 173
D.5 TEC1-12706 . . . 175
D.6 Module d'évaluation LMP91000EVM . . . 179
D.7 Puce LMP91000 . . . 187
D.8 ADC161S626 16-Bit . . . 217
D.9 Capteur de gaz NO-AE . . . 245
D.10 Capteur de gaz O2-C2 . . . 247
D.11 Capteur de gaz NO2-AE . . . 249
D.12 SHT21 . . . 251
D.13 Capteur de gaz COZIR Wide Range 20% CO_2 . . . 253
D.14 Débitmètre FS2012-1020-NG . . . 257
D.15 Contrôleur moteur DC L298N . . . 265
D.16 Micro-pompe à air 12V Sparkfun . . . 266

Introduction

A notre époque où les politiques sur les émissions de NOx à l'échappement des véhicules automobiles sont de plus en plus strictes et les systèmes permettant de les mesurer sont souvent très onéreux, il est utile de pouvoir disposer de systèmes fiables et bon marché nous permettant de mesurer ces NOx.

Afin de réaliser cet objectif, il nous a été demandé, dans le cadre de notre mémoire présenté à l'Université catholique de Louvain, de concevoir et d'implémenter un système de mesures embarqué et bon marché nous permettant de mesurer les NOx à l'échappement des véhicules automobiles.

Pour ce faire, nous allons, dans un chapitre 1^{er}, nous intéresser au concept des NOx. Ensuite, les normes européennes relatives aux émissions de NOx à l'échappement des véhicules automobiles étant exprimées en g/km, nous allons, dans un chapitre 2, envisager différentes méthodes nous permettant de déterminer la quantité de NOx présente dans les gaz d'échappement en g/km. Dans des chapitres 3, 4 et 5, nous concevrons et implémenterons un système de mesures embarqué et bon marché nous permettant de mesurer les NOx à l'échappement des véhicules automobiles. Notre système de mesures sera ensuite testé dans un chapitre 6. Finalement, nous conclurons notre mémoire en mettant en avant les avantages et les inconvénients de notre système de mesures et ses possibles améliorations futures.

Chapitre 1

Les NOx

La molécule de diazote N_2 est un gaz relativement inerte qui compose presque 80% de l'air ambiant. Cependant, l'atome d'azote N peut être réactif et s'oxyder pour produire des NOx.

Le terme NOx désigne la famille des oxydes d'azote qui est constituée des 7 composés repris dans le tableau ci-dessous :

Formule	**Nom**	**Degré d'oxydation**	**Propriétés**
N_2O	Monoxyde de diazote	+1	Gaz incolore Soluble dans l'eau
NO N_2O_2	Monoxyde d'azote Dioxyde de diazote	+2	Gaz incolore Peu soluble dans l'eau
N_2O_3	Trioxyde de diazote	+3	Solide noir Soluble dans l'eau Se décompose dans l'eau
NO_2 N_2O_4	Dioxyde d'azote Tétraoxyde de diazote	+4	Gaz brun/rouge Très soluble dans l'eau Se décompose dans l'eau
N_2O_5	Pentaoxyde de diazote	+5	Solide blanc Très soluble dans l'eau Se décompose dans l'eau

TABLE 1.1 – Les oxydes d'azote [1].

Les oxydes d'azote que l'on retrouve dans les gaz d'échappement des véhicules automobiles sont le NO, le NO_2 et le N_2O. Dans l'industrie et plus spécialement dans le secteur automobile, ce sont ces trois gaz que l'on regroupe sous le vocable *NOx*. Dans la suite de notre mémoire, lorsque nous utiliserons le terme *NOx*, c'est à ces trois gaz que nous ferons référence.

1.1 La problématique des NOx

L'oxyde d'azote NO est principalement dû à l'activité humaine. En effet, seulement 10% du NO présent dans l'air ambiant est produit par des organismes vivants. Le NO a les mêmes effets sur l'être humain que le monoxyde de carbone, il empêche l'oxygène de circuler dans le sang. Cependant, le NO étant peu soluble dans l'eau, son absorption par l'organisme est nettement moindre que celle du monoxyde de carbone. Le problème du NO vient plutôt du fait qu'il réagit avec l'oxygène présent dans l'atmosphère pour former du NO_2 qui lui est un composé hautement plus dangereux pour l'homme et l'environnement :

$$2NO + O_2 \rightarrow 2NO_2 \tag{1.1}$$

Le dioxyde d'azote NO_2 est un gaz hautement toxique causant irritation et suffocation. Lorsqu'il est mis en contact avec de l'eau, il produit de l'acide nitrique HNO_3, source de pluies acides :

$$\begin{aligned} 3NO_2(g) + 3H_2O(l) &\rightarrow 2H_3O^+(aq) + 2NO_3^-(aq) + NO(g) \\ H_3O^+(aq) + NO_3^-(aq) &\rightarrow HNO_3(l) + H_2O(l) \end{aligned} \tag{1.2}$$

De plus, sous l'effet du rayonnement solaire, le NO_2 réagit pour former de l'ozone troposphérique, également appelé ozone de basse altitude ou mauvais ozone, contribuant ainsi à l'augmentation de l'effet de serre et à la formation de smog :

$$\begin{aligned} NO_2 &\rightarrow NO + O \\ O + O_2 &\rightarrow O_3 \end{aligned} \tag{1.3}$$

L'oxyde de diazote N_2O, aussi connu sous le nom de gaz hilarant, est essentiellement produit par des organismes vivants tels que les plantes et les champignons. Le N_2O appauvrit l'ozone, tant au niveau de la troposphère que de la stratosphère, diminuant ainsi le mauvais ozone mais également le bon ozone [1].

1.2 L'origine des NOx

1.2.1 D'où viennent-ils ?

Le graphe ci-dessous (Graphe 1.1) illustre la production européenne des NOx par secteur d'activité :

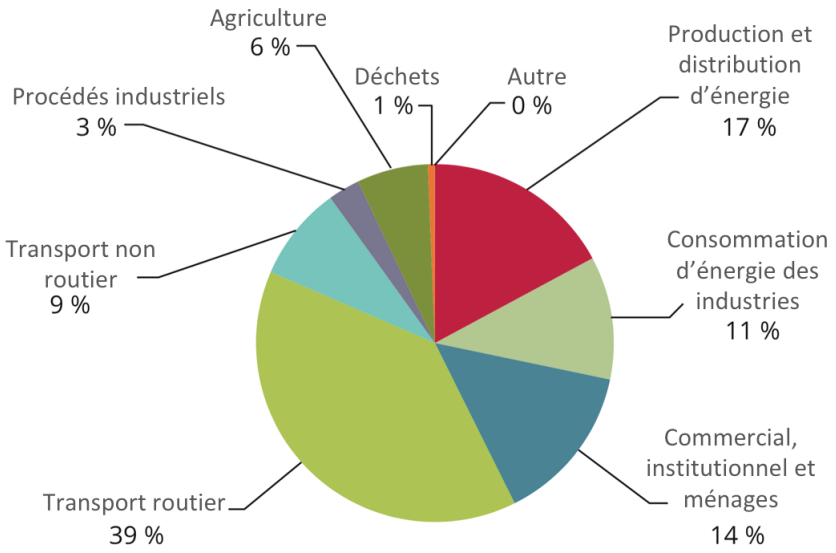


FIGURE 1.1 – Production européenne des NOx par secteur d'activité[2].

On observe que le secteur du transport routier, qui correspond à notre secteur d'intérêt, est responsable de la majorité des émissions européennes de NOx.

1.2.2 Comment se forment-ils ?

Dans le secteur automobile, les NOx sont produits par la réaction de combustion qui a lieu dans les moteurs des véhicules. Les NOx produits par une réaction de combustion ont trois origines :

1. Origine thermique : Les NOx dits thermiques sont formés par la réaction chimique de l'oxygène et de l'azote de l'air lors d'une combustion à très haute température (T > 1400°C).

1. Pour de plus amples informations sur le mécanisme d'appauvrissement de l'ozone, voyez, `https://www.atmos-chem-phys.net/14/12967/2014/acp-14-12967-2014.pdf` et `hhttp://rstb.royalsocietypublishing.org/content/royptb/367/1593/1256.full.pdf`, consultés le 03/08/2018.

2. Origine combustible : Les NOx dits combustibles proviennent de l'oxydation de l'azote présent dans certains combustibles comme le charbon ou le bois. Le diesel et l'essence n'étant pas constitués d'azote, la réaction de combustion qui a lieu dans les moteurs des véhicules automobiles ne produit pas de NOx combustibles.

3. Origine précoce : Les NOx dits précoces sont formés par réaction chimique de l'azote de l'air avec des radicaux hydrocarbonés provenant du combustible tels que CH et CH_2.

Les émissions de NOx sont 4 à 8 fois plus importantes à l'échappement des véhicules diesel qu'à celui des véhicules essence. En effet, la combustion dans les moteurs essence se réalise avec un coefficient d'excès d'air λ proche de 1 tandis que celle dans les moteurs diesel se réalise avec un coefficient d'excès d'air λ supérieur à 1 ce qui a pour conséquence que les moteurs diesel produisent davantage de NOx que les moteurs essence. Par ailleurs, les concentrations de NO et de NO_2 présentes dans les gaz d'échappement des véhicules étant supérieures à la concentration de N_2O [3], nous ferons l'hypothèse pour la suite de notre mémoire que le N_2O est négligeable devant le NO et le NO_2.

1.3 Les normes européennes d'émission

Les premières normes européennes réglementant l'échappement des véhicules automobiles datent du début des années 1970 et ont abouti à partir de 1992 à l'élaboration des normes européennes d'émission dites normes Euro.

Les normes Euro sont des règlements de l'Union européenne qui fixent les limites maximales de rejets polluants pour les véhicules roulants. Il s'agit d'un ensemble de normes de plus en plus strictes s'appliquant aux véhicules neufs.

Les normes Euro distinguent les véhicules selon qu'il s'agit de véhicules particuliers, de véhicules utilitaires légers, de deux-roues motorisés ou de poids lourds.

Les normes Euro applicables aux véhicules particuliers, qui sont nos véhicules d'intérêt, sont constituées par 6 règlements dont le champ d'application temporel dépend de l'année de construction du véhicule. Le tableau ci-dessous (Tableau 1.2) reprend en g/km les émissions maximales de NOx admises par l'UE pour un véhicule particulier neuf en fonction du type de carburant qu'il utilise et de son année de construction :

Normes	Euro 1 1992	Euro 2 1996	Euro 3 2000	Euro 4 2005	Euro 5 2010	Euro 6 2015
Essence	-	-	0,15	0,08	0,06	0,06
Diesel	-	-	0,5	0,25	0,18	0,08

TABLE 1.2 – Emissions maximales de NOx admises par l'UE en g/km pour un véhicule particulier neuf[4].

Il convient de mentionner que les émissions de NOx d'un véhicule particulier neuf doivent être déterminées suivant une procédure et un parcours standardisés établis par les normes Euro et que, par conséquent, les résultats que nous présenterons dans notre mémoire devront, au regard des normes Euro, être analysés avec précaution en ce que les véhicules que nous testerons ne seront pas neufs et que la procédure ainsi que le parcours que nous utiliserons ne seront pas ceux établis par les normes Euro.

Chapitre 2

Méthodes pour arriver au g/km de NOx

Comme expliqué dans le chapitre précédent, les normes européennes expriment la quantité de NOx dans les gaz d'échappement des véhicules automobiles en g/km. En faisant l'hypothèse que le N_2O est négligeable devant le NO et le NO_2, la quantité de NOx en g/km dans les gaz d'échappement est telle que :

$$NOx = \frac{\dot{m}_{NO} + \dot{m}_{NO_2}}{v} \tag{2.1}$$

avec $\dot{m}_{NO}$[g/s] : le débit massique de NO dans les gaz d'échappement, $\dot{m}_{NO_2}$[g/s] : le débit massique de NO_2 dans les gaz d'échappement et v[km/s] : la vitesse du véhicule. Les vitesses en dessous de 1km/h ne sont pas prises en considération lorsque l'on détermine la quantité de NOx en g/km [1].

Or, étant donné que :

$$\dot{m}_{NO} + \dot{m}_{NO_2} = (ppm_{m,NO}.10^{-6} + ppm_{m,NO_2}.10^{-6}).\dot{m}_{gaz} \tag{2.2}$$

avec $ppm_{m,NO}$[μg/g] : la fraction massique en partie par million de NO dans les gaz d'échappement, ppm_{m,NO_2}[μg/g] : la fraction massique en partie par million de NO_2 dans les gaz d'échappement et $\dot{m}_{gaz}$[g/s] : le débit massique des gaz d'échappement, la quantité de NOx en g/km dans les gaz d'échappement peut encore s'écrire :

$$NOx = \frac{(ppm_{m,NO}.10^{-6} + ppm_{m,NO_2}.10^{-6}).\dot{m}_{gaz}}{v} \tag{2.3}$$

Pour déterminer la quantité de NOx en g/km dans les gaz d'échappement, il nous reste à exprimer les fractions massiques $ppm_{m,NO}$ et ppm_{m,NO_2} ainsi que le débit massique des gaz d'échappement $\dot{m}_{gaz}$ en fonction de paramètres susceptibles d'être acquis par notre système de mesures.

2.1 Les fractions massiques $\mathbf{ppm}_{m,NO}$ et $\mathbf{ppm}_{m,NO_2}$

En utilisant la loi des gaz parfaits :

$$P.V = n.R.T \tag{2.4}$$

avec P[Pa] : la pression du gaz, V[m^3] : le volume occupé par le gaz, n[mol] : le nombre de moles du gaz, R[J/K.mol] : la constante universelle des gaz parfaits qui est égale à 8,314 J/K.mol et T[K] : la température du gaz, nous pouvons écrire que :

$$ppm_{v,NO}.10^{-6} = \frac{V_{NO}}{V_{gaz}} = \frac{n_{NO}.R.T_{NO}.p_{gaz}}{n_{gaz}.R.T_{gaz}.p_{NO}} \tag{2.5}$$

et

$$ppm_{v,NO_2}.10^{-6} = \frac{V_{NO_2}}{V_{gaz}} = \frac{n_{NO_2}.R.T_{NO_2}.p_{gaz}}{n_{gaz}.R.T_{gaz}.p_{NO_2}} \tag{2.6}$$

avec $ppm_{v,NO}$[μm^3/m^3] : la fraction volumique en partie par million de NO dans les gaz d'échappement, ppm_{v,NO_2}[μm^3/m^3] : la fraction volumique en partie par million de NO_2 dans les gaz d'échappement, p_{NO}[Pa] :

1. F. Contino, Professeur à la VUB, Department of Mechanical Engineering.

la pression du NO dans les gaz d'échappement, p_{NO_2}[Pa] : la pression du NO_2 dans les gaz d'échappement, V_{NO}[m^3] : le volume de NO dans les gaz d'échappement, V_{NO_2}[m^3] : le volume de NO_2 dans les gaz d'échappement, n_{NO}[mol] : le nombre de moles de NO dans les gaz d'échappement, n_{NO_2}[mol] : le nombre de moles de NO_2 dans les gaz d'échappement, T_{NO}[K] : la température du NO dans les gaz d'échappement, T_{NO_2}[K] : la température du NO_2 dans les gaz d'échappement, p_{gaz}[Pa] : la pression des gaz d'échappement, V_{gaz}[m^3] : le volume des gaz d'échappement, n_{gaz}[mol] : le nombre de moles des gaz d'échappement et T_{gaz}[K] : la température des gaz d'échappement.

Par ailleurs, étant donné que $p_{gaz} = p_{NO} = p_{NO_2}$ et $T_{gaz} = T_{NO} = T_{NO_2}$, ces formules se simplifient et on obtient que :

$$ppm_{v,NO}.10^{-6} = \frac{n_{NO}}{n_{gaz}} \tag{2.7}$$

et

$$ppm_{v,NO_2}.10^{-6} = \frac{n_{NO_2}}{n_{gaz}} \tag{2.8}$$

De plus, nous avons également que :

$$ppm_{m,NO}.10^{-6} = \frac{m_{NO}}{m_{gaz}} = \frac{n_{NO}}{n_{gaz}}.\frac{Mm_{NO}}{Mm_{gaz}} \tag{2.9}$$

et

$$ppm_{m,NO_2}.10^{-6} = \frac{m_{NO_2}}{m_{gaz}} = \frac{n_{NO_2}}{n_{gaz}}.\frac{Mm_{NO_2}}{Mm_{gaz}} \tag{2.10}$$

avec m_{NO}[g] : la masse de NO dans les gaz d'échappement, m_{NO_2}[g] : la masse de NO_2 dans les gaz d'échappement, Mm_{NO}[g/mol] : la masse molaire du NO, Mm_{NO_2}[g/mol] : la masse molaire du NO_2, m_{gaz}[g] : la masse des gaz d'échappement et Mm_{gaz}[g/mol] : la masse molaire des gaz d'échappement.

En combinant les équations 2.7, 2.8, 2.9 et 2.10, nous obtenons les relations suivantes :

$$ppm_{m,NO} = ppm_{v,NO}.\frac{Mm_{NO}}{Mm_{gaz}} \tag{2.11}$$

et

$$ppm_{m,NO_2} = ppm_{v,NO_2}.\frac{Mm_{NO_2}}{Mm_{gaz}} \tag{2.12}$$

En outre, en faisait l'hypothèse que les gaz d'échappement sont uniquement constitués de O_2, CO_2 et N_2, nous avons que :

$$Mm_{gaz} = Mm_{O_2}.[O_2] + Mm_{CO_2}.[CO_2] + Mm_{N_2}.[N_2] \tag{2.13}$$

et

$$[O_2] + [CO_2] + [N_2] = 1 \tag{2.14}$$

avec Mm_{O_2}[g/mol] : la masse molaire de l'O_2, $[O_2][m^3/m^3]$: la fraction volumique de O_2 dans les gaz d'échappement, Mm_{CO_2}[g/mol] : la masse molaire du CO_2, $[CO_2][m^3/m^3]$: la fraction volumique de CO_2 dans les gaz d'échappement, Mm_{N_2}[g/mol] : la masse molaire du N_2 et $[N_2][m^3/m^3]$: la fraction volumique de N_2 dans les gaz d'échappement.

En combinant les équations 2.11, 2.12, 2.13 et 2.14, nous obtenons que :

$$ppm_{m,NO} = ppm_{v,NO}.\frac{Mm_{NO}}{(Mm_{O_2} - Mm_{N_2}).[O_2] + (Mm_{CO_2} - Mm_{N_2}).[CO_2] + Mm_{N_2}} \tag{2.15}$$

et

$$ppm_{m,NO_2} = ppm_{v,NO_2}.\frac{Mm_{NO_2}}{(Mm_{O_2} - Mm_{N_2}).[O_2] + (Mm_{CO_2} - Mm_{N_2}).[CO_2] + Mm_{N_2}} \tag{2.16}$$

En remplaçant les masses molaires par leur valeur : $Mm_{NO} = 30$ g/mol, $Mm_{NO_2} = 46$ g/mol, $Mm_{O_2} = 32$ g/mol, $Mm_{CO_2} = 44$ g/mol et $Mm_{N_2} = 28$ g/mol, nous obtenons finalement les relations suivantes :

$$ppm_{m,NO} = ppm_{v,NO} \cdot \frac{30}{4.[O_2] + 16.[CO_2] + 28} \tag{2.17}$$

et

$$ppm_{m,NO_2} = ppm_{v,NO_2} \cdot \frac{46}{4.[O_2] + 16.[CO_2] + 28} \tag{2.18}$$

nous permettant de lier les fractions massiques $ppm_{m,NO}$ et ppm_{m,NO_2} à des paramètres susceptibles d'être acquis par notre système de mesures.

2.2 Le débit massique des gaz d'échappement $\dot{m}_{gaz}$

Sachant que le débit massique entrant est égal au débit massique sortant, nous pouvons écrire que :

$$\dot{m}_{gaz} = \dot{m}_a + \dot{m}_c \tag{2.19}$$

avec $\dot{m}_a$[g/s] : le débit massique d'air entrant dans le moteur et $\dot{m}_c$[g/s] : le débit massique de carburant consommé. Il nous faut donc exprimer le débit massique d'air $\dot{m}_a$ et le débit massique de carburant $\dot{m}_c$ en fonction de paramètres susceptibles d'être acquis par notre système de mesures.

2.2.1 Le débit massique d'air $\dot{m}_a$

Le débit massique d'air $\dot{m}_a$ peut être obtenu directement ou indirectement.

2.2.1.1 Obtention directe du débit massique d'air $\dot{m}_a$

Le débit massique d'air $\dot{m}_a$ est acquis directement par le système de mesures.

2.2.1.2 Obtention indirecte du débit massique d'air $\dot{m}_a$

Le débit massique d'air $\dot{m}_a$ est obtenu indirectement. Le débit volumique d'air effectif entrant dans le moteur $\dot{V}_{eff}$[m^3/s] est tel que :

$$\dot{V}_{eff} = (\eta_{vol}.V_{cyl}.RPM/2)/60 \tag{2.20}$$

avec $\eta_{vol}[-]$: le rendement volumétrique du moteur, V_{cyl}[m^3] : la cylindrée du moteur et RPM[tr/min] : le régime du moteur. Notre moteur étant un moteur 4 temps, 2 tours sont nécessaires pour effectuer un cycle ce qui explique le facteur 2.

Dès lors, en utilisant la loi des gaz parfaits :

$$P.V = n.R.T \tag{2.21}$$

avec P[Pa] : la pression du gaz, V[m^3] : le volume occupé par le gaz, n[mol] : le nombre de moles du gaz, R[J/K.mol] : la constante universelle des gaz parfaits qui est égale à 8,314 J/K.mol et T[K] : la température du gaz, nous pouvons écrire que :

$$\dot{n}_{air} = \frac{1000.p_{adm}.\dot{V}_{eff}}{R.(T_{adm} + 273,15)} \tag{2.22}$$

avec $\dot{n}_{air}$[mol/s] : le débit molaire d'air entrant dans le moteur, p_{adm}[kPa] : la pression d'admission de l'air dans le moteur et T_{adm}[°C] : la température d'admission de l'air dans le moteur.

De plus, nous savons également que :

$$\dot{m}_a = Mm_{air}.\dot{n}_{air} \tag{2.23}$$

avec Mm_{air}[g/mol] : la masse molaire de l'air.

En combinant les équations 2.20, 2.22 et 2.26, nous obtenons que :

$$\dot{m}_a = \frac{1000.Mm_{air}.p_{adm}.\eta_{vol}.V_{cyl}.RPM}{120.R.(T_{adm} + 273,15)} \tag{2.24}$$

En remplaçant la masse molaire de l'air par sa valeur : $Mm_{air} = 28{,}976$ g/mol, nous obtenons finalement la relation suivante :

$$\dot{m}_a = \frac{28976.p_{adm}.\eta_{vol}.V_{cyl}.RPM}{120.R.(T_{adm} + 273,15)} \tag{2.25}$$

nous permettant de lier le débit massique d'air $\dot{m}_a$ à des paramètres susceptibles d'être acquis par notre système de mesures. La cylindrée du moteur V_{cyl} est, par hypothèse, donnée par le constructeur tandis que le rendement volumétrique η_{vol} sera fixé à 0,85% [2].

2.2.2 Le débit massique de carburant $\dot{m}_c$

Le débit massique de carburant $\dot{m}_c$ peut être obtenu à partir du débit volumique de carburant $\dot{V}_c$ ou à partir du coefficient d'excès d'air λ et du débit massique d'air $\dot{m}_a$.

2.2.2.1 Obtention à partir du débit volumique de carburant $\dot{V}_c$

Le débit massique de carburant $\dot{m}_c$ est tel que :

$$\dot{m}_c = \rho_c.\dot{V}_c.\frac{0,001}{3600} \tag{2.26}$$

avec ρ_c[g/m^3] : la masse volumique du carburant et $\dot{V}_c$[l/h] : le débit volumique du carburant. Or, étant donné que la masse volumique du carburant ρ_c dépend du type de carburant utilisé, il nous faut distinguer selon que le véhicule fonctionne au diesel ou à l'essence.

a) Véhicule diesel

Lorsque le véhicule fonctionne au diesel, ρ_c sera fixé à $8{,}5.10^5$ g/m^3 et on obtient donc la relation finale suivante :

$$\dot{m}_c = \dot{V}_c.\frac{850}{3600} \tag{2.27}$$

nous permettant de lier le débit massique de carburant $\dot{m}_c$ à un paramètre susceptible d'être acquis par notre système de mesures.

b) Véhicule essence

Lorsque le véhicule fonctionne à l'essence, ρ_c sera fixé à $7{,}5.10^5$ g/m^3 et on obtient donc la relation finale suivante :

$$\dot{m}_c = \dot{V}_c.\frac{750}{3600} \tag{2.28}$$

nous permettant de lier le débit massique de carburant $\dot{m}_c$ à un paramètre susceptible d'être acquis par notre système de mesures.

2. En effet, le rendement volumétrique η_{vol} variant en fonction des caractéristiques du moteur, seule une analyse sur le long terme d'un parc de véhicules où nous pouvons acquérir directement le débit massique d'air $\dot{m}_a$ nous permettrait de construire une relation liant le rendement volumétrique du moteur η_{vol} aux caractéristiques du moteur. Dans le cadre de notre mémoire, nous ne disposons pas d'un tel parc automobile et les différents paramètres affectant le rendement volumétrique du moteur η_{vol} ne peuvent être acquis par le système de mesures. Par conséquent, lorsque nous analyserons les données acquises par le système de mesures, nous approximerons le rendement volumétrique du moteur η_{vol} par sa valeur pour un moteur typique : $\eta_{vol} = 85\%$[5].

2.2.2.2 Obtention à partir du coefficient d'excès d'air λ et du débit massique d'air $\dot{m}_a$

Sachant que le débit massique de carburant $\dot{m}_c$ est tel que :

$$\dot{m}_c = \frac{\dot{m}_a}{AFR} \tag{2.29}$$

et que le coefficient d'excès d'air $\lambda[-]$ est tel que :

$$\lambda = \frac{AFR}{AFR_{stoech}} \tag{2.30}$$

avec $AFR[\text{kg}_{\text{air}}/\text{kg}_{\text{carubrant}}]$: le ratio massique air/carburant engagé lors de la combustion et AFR_{stoech} $[\text{kg}_{\text{air}}/\text{kg}_{\text{carubrant}}]$: le ratio massique air/carburant engagé lors d'une combustion stœchiométrique, nous pouvons écrire que :

$$\dot{m}_c = \frac{\dot{m}_a}{\lambda.AFR_{stoech}} \tag{2.31}$$

Or, étant donnée que le ratio massique air/carburant engagé lors d'une combustion stœchiométrique AFR_{stoech} dépend du type de carburant utilisé, il nous faut distinguer selon que le véhicule fonctionne au diesel ou à l'essence.

a) Véhicule diesel

Lorsque le véhicule fonctionne au diesel, $AFR_{stoech} = 14{,}5$ et on obtient donc que :

$$\dot{m}_c = \frac{\dot{m}_a}{14,5.\lambda} \tag{2.32}$$

Il nous reste alors à distinguer selon que le débit massique d'air $\dot{m}_a$ est obtenu directement ou indirectement.

a.1) Débit massique d'air $\dot{m}_a$ obtenu directement

Lorsque le véhicule fonctionne au diesel et que le débit massique d'air $\dot{m}_a$ est obtenu directement, nous obtenons la relation finale suivante :

$$\dot{m}_c = \frac{\dot{m}_a}{14,5.\lambda} \tag{2.33}$$

nous permettant de lier le débit massique de carburant $\dot{m}_c$ à des paramètres susceptibles d'être acquis par notre système de mesures.

a.2) Débit massique d'air $\dot{m}_a$ obtenu indirectement

Lorsque le véhicule fonctionne au diesel et que le débit massique d'air $\dot{m}_a$ est obtenu indirectement, nous obtenons la relation finale suivante :

$$\dot{m}_c = \frac{28976.p_{adm}.\eta_{vol}.V_{cyl}.RPM}{120.14,5.R.(T_{adm} + 273,15).\lambda} \tag{2.34}$$

nous permettant de lier le débit massique de carburant $\dot{m}_c$ à des paramètres susceptibles d'être acquis par notre système de mesures. La cylindrée du moteur V_{cyl} est, par hypothèse, donnée par le constructeur tandis que le rendement volumétrique η_{vol} sera, comme expliqué précédemment, fixé à 85%.

b) Véhicule essence

Lorsque le véhicule fonctionne à l'essence, $AFR_{stoech} = 14{,}7$ et on obtient donc que :

$$\dot{m}_c = \frac{\dot{m}_a}{14,7.\lambda} \tag{2.35}$$

Il nous reste alors à distinguer selon que le débit massique d'air $\dot{m}_a$ est obtenu directement ou indirectement.

b.1) Débit massique d'air $\dot{m}_a$ obtenu directement

Lorsque le véhicule fonctionne à l'essence et que le débit massique d'air $\dot{m}_a$ est obtenu directement, nous obtenons la relation finale suivante :

$$\dot{m}_c = \frac{\dot{m}_a}{14,7.\lambda} \tag{2.36}$$

nous permettant de lier le débit massique de carburant $\dot{m}_c$ à des paramètres susceptibles d'être acquis par notre système de mesures.

b.2) Débit massique d'air $\dot{m}_a$ obtenu indirectement

Lorsque le véhicule fonctionne à l'essence et que le débit massique d'air $\dot{m}_a$ est obtenu indirectement, nous obtenons la relation finale suivante :

$$\dot{m}_c = \frac{28976.p_{adm}.\eta_{vol}.V_{cyl}.RPM}{120.14,7.R.(T_{adm} + 273,15).\lambda} \tag{2.37}$$

nous permettant de lier le débit massique de carburant $\dot{m}_c$ à des paramètres susceptibles d'être acquis par notre système de mesures. La cylindrée du moteur V_{cyl} est, par hypothèse, donnée par le constructeur tandis que le rendement volumétrique η_{vol} sera, comme expliqué précédemment, fixé à 0,85%.

2.3 Récapitulatif des méthodes envisagées

La figure ci-dessous (Fig. 2.1) reprend les méthodes envisagées pour déterminer la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement en fonction des paramètres susceptibles d'être acquis par notre système de mesures :

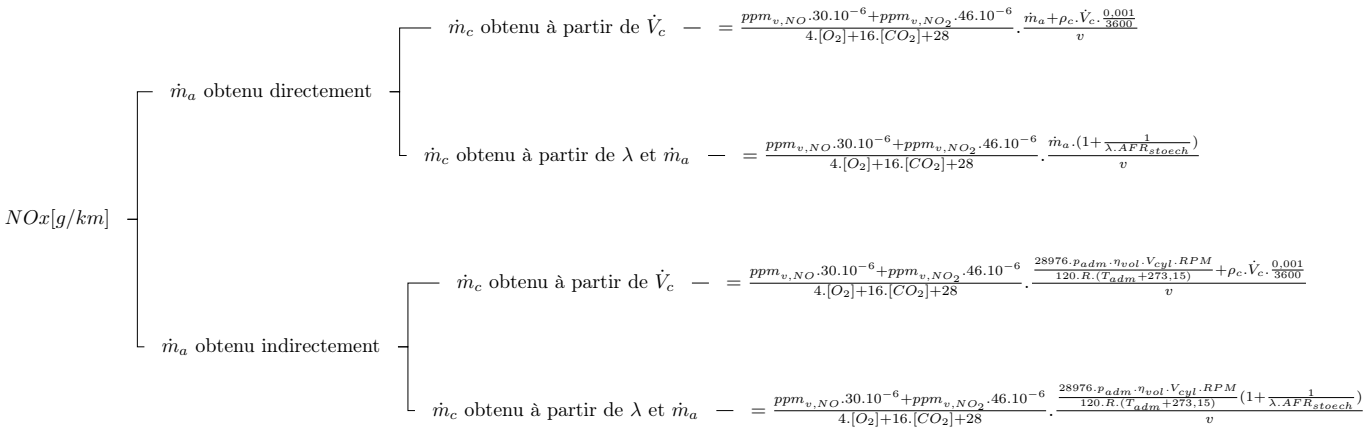


FIGURE 2.1 – Méthodes envisagées pour déterminer la quantité de NOx en g/km avec ρ_c fixé à 8,5.10^5 g/m^3 et $AFR_{stoech} = 14,5$ pour un véhicule diesel et ρ_c fixé à 7,5.10^5 g/m^3 et $AFR_{stoech} = 14,7$ pour un véhicule essence et où V_{cyl} est, par hypothèse, donné par le constructeur et où η_{vol} est fixé, par hypothèse, à 85% et où R = 8,314 J/K.mol.

Chapitre 3

Système de mesures en théorie

Sur base des méthodes envisagées pour déterminer la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement d'un véhicule, il nous faut implémenter un système de mesures en théorie qui soit susceptible d'acquérir les données reprises dans le tableau ci-dessous :

$ppm_{v,NO}[\mu m^3/m^3]$	La fraction volumique en partie par million de NO dans les gaz d'échappement
$ppm_{v,NO_2}[\mu m^3/m^3]$	La fraction volumique en partie par million de NO_2 dans les gaz d'échappement
$[O_2][m^3/m^3]$	La fraction volumique de O_2 dans les gaz d'échappement
$[CO_2][m^3/m^3]$	La fraction volumique de CO_2 dans les gaz d'échappement
$\dot{m}_a$[g/s]	Le débit massique d'air entrant dans le moteur
$\dot{V}_c$[l/h]	Le débit volumique de carburant consommé
v[km/s]	La vitesse du véhicule
RPM[tr/min]	Le régime du moteur
$\lambda[-]$	Le coefficient d'excès d'air de la combustion
p_{adm}[kPa]	La pression d'admission de l'air dans le moteur
$T_{adm}[°C]$	La température d'admission de l'air dans le moteur

TABLE 3.1 – Données devant être acquises par notre système de mesures.

La figure présentée à la page suivante (Fig. 3.1) reprend le schéma-bloc du système de mesures en théorie que nous avons imaginé afin d'acquérir ces données.

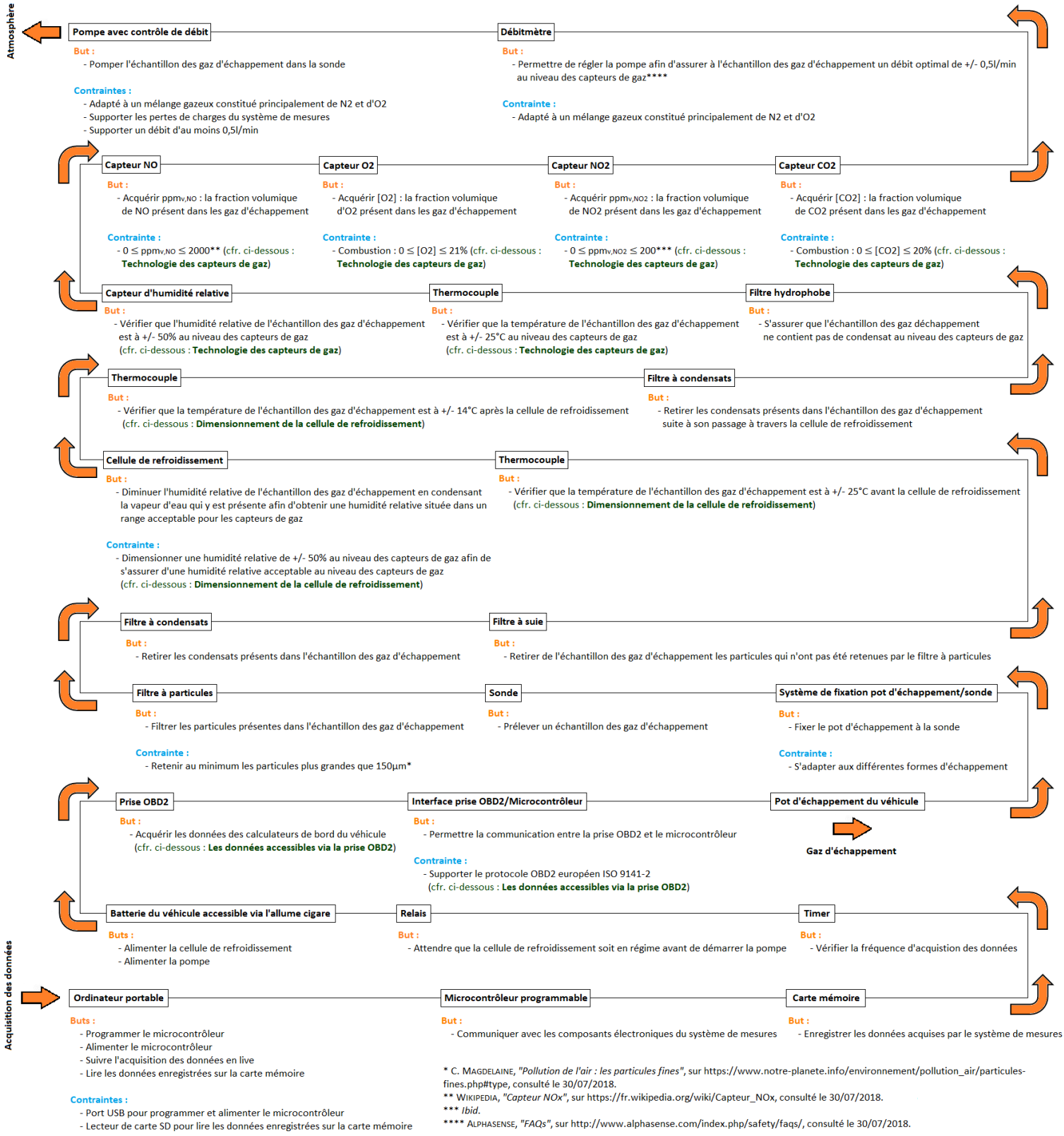


FIGURE 3.1 – Schéma-bloc du système de mesures en théorie.

3.1 Les données accessibles via la prise OBD2

La prise OBD2 équipe tous les véhicules européens depuis 2004 [6]. Le protocole européen de communication OBD2 est le protocole ISO 9141-2. La prise OBD2 permet d'avoir accès à différentes informations provenant des calculateurs de bord du véhicule [1]. Le tableau ci-dessous reprend les données intéressantes susceptibles d'être acquises par notre système de mesures via la prise OBD2 du véhicule :

$\dot{m}_a$[g/s]	Le débit massique d'air entrant dans le moteur	Calculé via le débitmètre qui mesure le volume d'air entrant dans le moteur par la boîte à air
$\dot{V}_c$[l/h]	Le débit volumique de carburant consommé	Calculé via le capteur de pression de carburant et en tenant compte de la géométrie et du temps d'ouverture des injecteurs qui est déterminé sur base des mesures des capteurs du bloc moteur
v[km/s]	La vitesse du véhicule	Calculée via le capteur de vitesse qui mesure la rotation de l'arbre primaire de la boîte de vitesse et en tenant compte de la taille des roues du véhicule ainsi que de la taille des engrenages de la boîte de vitesse
RPM[tr/min]	Le régime du moteur	Calculé via le capteur PMH qui mesure la position des pistons dans le moteur et via le capteur d'arbre à cames qui indique si un piston positionné en point mort haut est en phase de compression ou d'échappement
λ[−]	Le coefficient d'excès d'air de la combustion	Calculé via les sondes lambda large bande [2]situées de part et d'autre du/des catalyseur(s) et qui mesurent la tension aux bornes de la sonde en fonction de la concentration d'O_2 présente dans les gaz d'échappement
p_{adm}[kPa]	La pression d'admission de l'air dans le moteur	Calculée via le capteur de pression d'admission
T_{adm}[°C]	La température d'admission de l'air dans le moteur	Calculée via le capteur de température de l'air

Table 3.2 – Données intéressantes susceptibles d'être acquises via la prise OBD2.

1. L'ensemble des informations accessibles via la prise OBD2 est disponible sur `https://en.wikipedia.org/wiki/OBD-II_PIDs`, consulté le 30/07/2018. Ces informations seront accessibles via la prise OBD2 à condition qu'elles aient été implémentées et rendues disponibles par le constructeur.

2. Les véhicules essence disposent, en principe, tous de sondes lambda large bande depuis 2010 tandis que seuls certains véhicules diesel récents possèdent des sondes lambda et, lorsqu'ils en possèdent, il s'agit de sondes lambda large bande. Cependant, la législation va rendre obligatoire les sondes lambda pour les véhicules diesel futurs et elles seront à priori à large bande. Par conséquent, si notre système de mesures est utilisable actuellement sur l'ensemble des véhicules essence et seulement sur certains véhicules diesel récents, il sera utilisable à l'avenir pour l'ensemble des véhicules essence et diesel.

3.2 Dimensionnement de la cellule de refroidissement

Afin de s'assurer que les capteurs de gaz fonctionnent dans leur range d'humidité relative admissible [3], nous allons dimensionner la cellule de refroidissement pour que l'échantillon des gaz d'échappement ait une humidité relative proche de 50% au niveau des capteurs de gaz. Il convient de préciser que le système de mesures sera placé dans le coffre du véhicule.

Sur bases des hypothèses suivantes :

1. Pression dans le système de mesures égale à 1atm,
2. Température dans le véhicule égale à 25°C,

et en sachant que :

1. La température de l'échantillon des gaz d'échappement avant la cellule de refroidissement est égale à la température dans le véhicule,
2. L'humidité relative de l'échantillon des gaz d'échappement avant la cellule de refroidissement est égale à 100% suite à son refroidissement naturel dans la sonde de prélèvement,
3. La température de l'échantillon des gaz d'échappement au niveau des capteurs de gaz est égale à la température dans le véhicule,

nous pouvons, en utilisant un diagramme psychométrique, déterminer la température nécessaire à la sortie de la cellule de refroidissement afin que l'échantillon des gaz d'échappement ait une humidité relative proche de 50% au niveau des capteurs de gaz. La figure ci-dessous (Fig. 3.2) reprend la démarche utilisée afin de déterminer cette température, les états 1, 2 et 3 correspondant, respectivement, à l'état de l'échantillon des gaz d'échappement avant la cellule de refroidissement, après la cellule de refroidissement et au niveau des capteurs de gaz :

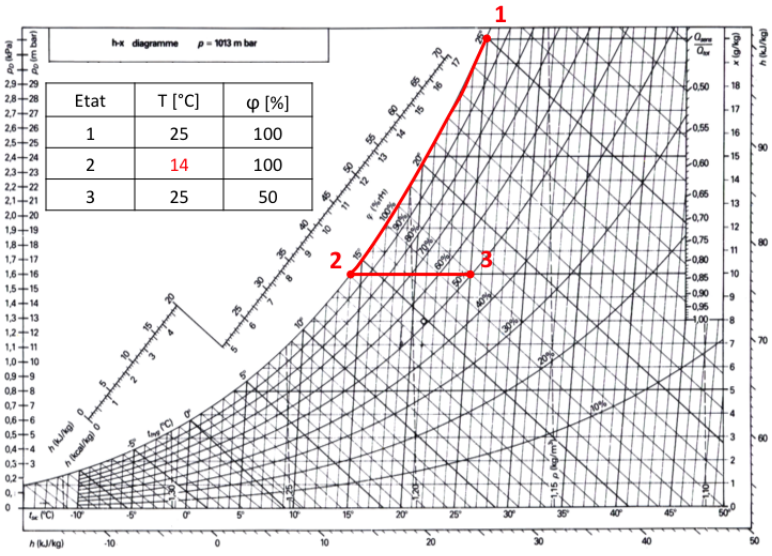


FIGURE 3.2 – Dimensionnement de la cellule de refroidissement.

On en conclut que la température de l'échantillon des gaz d'échappement après la cellule de refroidissement doit être approximativement de 14°C pour que son humidité relative soit proche de 50% au niveau des capteurs de gaz, ce qui nous assurera, par conséquent, leur bon fonctionnement.

3. Voyez, Section 3.3.

3.3 Technologies des capteurs de gaz

Dans cette section, pour chaque capteur de gaz envisagé, nous allons commencer par analyser ses principales technologies. Sur base de cette analyse, nous sélectionnerons la technologie que nous considérons la plus adaptée à nos besoins. Finalement, nous expliquerons le fonctionnement de la technologie retenue.

3.3.1 Les capteurs de NO et de NO_2

3.3.1.1 Leurs principales technologies

Le tableau ci-dessous reprend les principales technologies des capteurs de NO et de NO_2 avec, pour chaque technologie, son range de mesures, son temps de réponse T90, son prix, ainsi que ses avantages et inconvénients majeurs [7][8] :

Technologie	Range de mesures	T90	Prix	Avantages	Inconvénients
Électrochimique	0 à 5000ppm	<75s	<100€	- Capable de détecter de faibles concentrations - Peu sensible à la température entre 0 et 30°C	- Sensible aux interférents - Sensible à la pression - Sensible à la condensation - Dessèchement possible si humidité relative <20% - Meilleure sensibilité en présence d'oxygène
Chimiluminescence	0 à 5000ppm	2 à 10s	>1000€	- Capable de détecter de faibles concentrations - Très peu sensible aux interférents	- Maintenance importante - Calibration délicate - Dimensions et poids (25kg) importants
Résistif	0 à 1000ppm	<30s	≈ 10€	- Capable de détecter de faibles concentrations - Peu sensible à la température - Peu sensible à la pression	- Présence obligatoire d'oxygène - Très sensible aux interférents - Forte influence de l'humidité relative - Sensible à la condensation - Vieillissement rapide

TABLE 3.3 – Principales technologies pour les capteurs de NO et de NO_2.

3.3.1.2 Technologie retenue

Sur bases de nos besoins, nous avons sélectionné la technologie électrochimique pour les capteurs de NO et de NO_2. En effet, la technologie chimiluminescence est trop onéreuse et trop encombrante, tandis que la technologie résistif nécessite la présence obligatoire d'oxygène pour fonctionner, ce qui ne sera pas possible lorsque le véhicule utilisé sera un véhicule essence. En effet, la combustion dans les moteurs essence se réalise avec un coefficient d'excès d'air λ proche de 1. Par conséquent, les gaz d'échappement ne contiendront pas ou peu d'oxygène, ce qui rend impossible l'utilisation de la technologie résistif.

3.3.1.3 Fonctionnement de la technologie retenue

Le capteur de NO

Notre range de mesures allant jusqu'à 2000ppm de NO, le capteur de NO sera un capteur électrochimique à trois électrodes. La figure 3.3 présente la vue schématique d'un capteur de NO électrochimique à trois électrodes. La figure 3.4 illustre, quant à elle, son principe de fonctionnement :

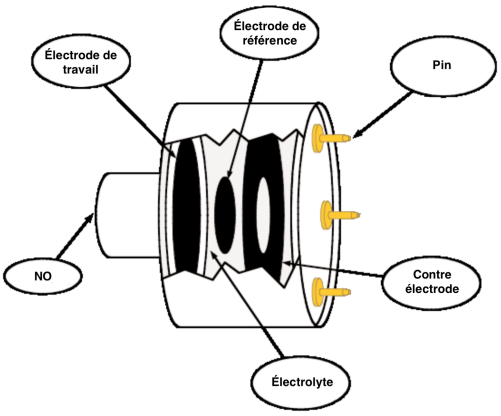


FIGURE 3.3 – Vue schématique[7].

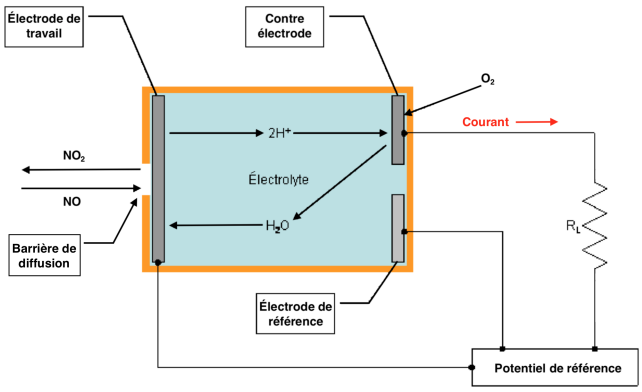


FIGURE 3.4 – Principe de fonctionnement.

Comme son nom l'indique, un capteur de NO électrochimique à trois électrodes est composé de trois électrodes : une électrode de travail, une contre électrode et une électrode de référence. Les électrodes sont connectées au travers de l'électrolyte et chaque électrode est connectée à une pin. L'électrode de référence fixe le potentiel de l'électrode de travail, ce qui permet au capteur d'avoir une réponse linéaire dans le range de mesures autorisé.

Lorsque du NO pénètre la barrière diffusion, il est oxydé au niveau de l'électrode de travail :

$$NO + H_2O \rightarrow NO_2 + 2H^+ + 2e^- \tag{3.1}$$

Cette oxydation va provoquer la réduction au niveau de la contre électrode de l'O_2 présent dans le capteur :

$$1/2O_2 + 2H^+ + 2e^- \rightarrow H_2O \tag{3.2}$$

L'oxydation combinée à la réduction crée une réaction d'oxydoréduction au sein du capteur :

$$NO + 1/2O_2 \rightarrow NO_2 \tag{3.3}$$

Cette réaction d'oxydoréduction va générer un courant linéaire et proportionnel à la concentration de NO ayant pénétré la barrière de diffusion. En utilisant la fonction de transfert du capteur, nous pourrons donc connaître la concentration de NO ayant pénétré la barrière de diffusion à partir de la mesure du courant généré par la réaction d'oxydoréduction.

Le tableau ci-dessous reprend les ranges de température et d'humidité relative admis par les capteurs de NO électrochimiques à trois électrodes :

Température [°C]	-30 à 50
Humidité relative [%]	15 à 90

Le capteur de NO_2

Notre range de mesures allant jusqu'à 200ppm de NO_2, le capteur de NO_2 sera un capteur électrochimique à trois électrodes. La figure 3.5 présente la vue schématique d'un capteur de NO_2 électrochimique à trois électrodes. La figure 3.6 illustre, quant à elle, son principe de fonctionnement :

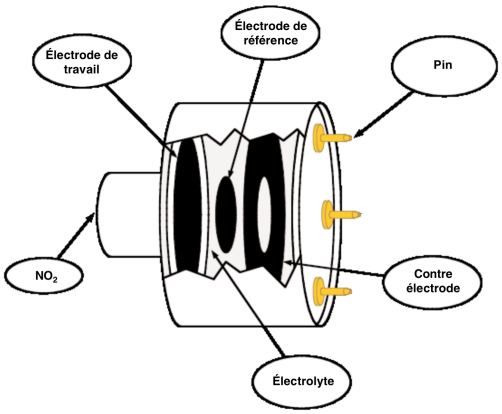


FIGURE 3.5 – Vue schématique[7].

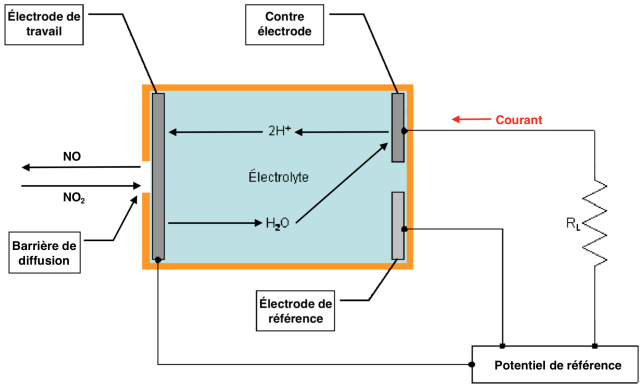


FIGURE 3.6 – Principe de fonctionnement.

Comme son nom l'indique, un capteur de NO_2 électrochimique à trois électrodes est composé de trois électrodes : une électrode de travail, une contre électrode et une électrode de référence. Les électrodes sont connectées au travers de l'électrolyte et chaque électrode est connectée à une pin. L'électrode de référence fixe le potentiel de l'électrode de travail, ce qui permet au capteur d'avoir une réponse linéaire dans le range de mesures autorisé.

Lorsque du NO_2 pénètre la barrière diffusion, il est réduit au niveau de l'électrode de travail :

$$NO_2 + 2H^+ + 2e^- \rightarrow NO + H_2O \tag{3.4}$$

Cette réduction va provoquer l'oxydation au niveau de la contre électrode de l'H_2O présent dans le capteur :

$$H_2O \rightarrow 1/2O_2 + 2H^+ + 2e^- \tag{3.5}$$

La réduction combinée à l'oxydation crée une réaction d'oxydoréduction au sein du capteur :

$$NO_2 \rightarrow NO + 1/2O_2 \tag{3.6}$$

Cette réaction d'oxydoréduction va générer un courant linéaire et proportionnel à la concentration de NO_2 ayant pénétré la barrière de diffusion. En utilisant la fonction de transfert du capteur, nous pourrons donc connaître la concentration de NO_2 ayant pénétré la barrière de diffusion à partir de la mesure du courant généré par la réaction d'oxydoréduction.

Le tableau ci-dessous reprend les ranges de température et d'humidité relative admis par les capteurs de NO_2 électrochimiques à trois électrodes :

Température [°C]	-30 à 50
Humidité relative [%]	5 à 95

3.3.2 Le capteur d'O_2

3.3.2.1 Ses principales technologies

Le tableau ci-dessous reprend les principales technologies du capteur d'O_2 avec, pour chaque technologie, son range de mesures, son temps de réponse T90, son prix, ainsi que ses avantages et inconvénients majeurs [7][8] :

Technologie	Range de mesures	T90	Prix	Avantages	Inconvénients
Électrochimique	0 à 25%	<50s	<100€	- Capable de détecter de faibles concentrations - Peu sensible à la température entre 0 et 30°C	- Sensible aux interférents - Sensible à la pression - Sensible à la condensation - Dessèchement possible si humidité relative <20%
Sonde lambda	0 à 100%	10 à 30s	<150€	- Très grande précision pour de faibles concentrations - Peu sensible à la température - Peu sensible à l'humidité relative - Peu sensible aux interférents	- Nécessite des très grandes températures - Sensible à la pression - Sensible à la condensation

TABLE 3.4 – Principales technologies pour le capteur d'O_2.

3.3.2.2 Technologie retenue

Sur bases de nos besoins, nous avons sélectionné la technologie électrochimique pour le capteur d'O_2. En effet, la technologie sonde lambda nécessite de très grandes températures pour fonctionner. Or, la température au niveau du capteur d'O_2 sera approximativement de 25°C, ce qui rend impossible l'utilisation de la technologie sonde lambda.

3.3.2.3 Fonctionnement de la technologie retenue

Notre range de mesures allant jusqu'à 25% d'O_2, le capteur d'O_2 sera un capteur électrochimique à deux électrodes. La figure 3.7 présente la vue schématique d'un capteur d'O_2 électrochimique à deux électrodes. La figure 3.8 illustre, quant à elle, son principe de fonctionnement :

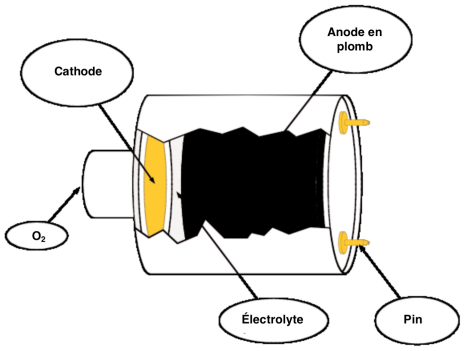


FIGURE 3.7 – Vue schématique[7].

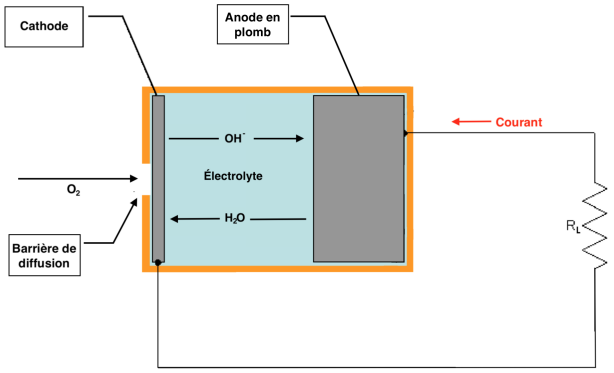


FIGURE 3.8 – Principe de fonctionnement.

Comme son nom l'indique, un capteur d'O_2 électrochimique à deux électrodes est composé de deux électrodes : une électrode appelée cathode et une électrode appelée anode. Les électrodes sont connectées au travers de l'électrolyte et chaque électrode est connectée à une pin. L'anode est constituée de plomb.

Lorsque de l'O_2 pénètre la barrière diffusion, il est réduit au niveau de la cathode :

$$O_2 + H_2O + 4e^- \rightarrow 4OH^- \tag{3.7}$$

Cette réduction va provoquer l'oxydation au niveau de l'anode du plomb (Pb) qui la constitue :

$$2Pb + 4OH^- \rightarrow 2PbO + 2H_2O + 4e^- \tag{3.8}$$

La réduction combinée à l'oxydation crée une réaction d'oxydoréduction au sein du capteur :

$$O_2 + 2Pb \rightarrow 2PbO \tag{3.9}$$

Cette réaction d'oxydoréduction va générer un courant linéaire et proportionnel à la concentration d'O_2 ayant pénétré la barrière de diffusion. En utilisant la fonction de transfert du capteur, nous pourrons donc connaître la concentration d'O_2 ayant pénétré la barrière de diffusion à partir de la mesure du courant généré par la réaction d'oxydoréduction.

Le tableau ci-dessous reprend les ranges de température et d'humidité relative admis par les capteurs d'O_2 électrochimiques à deux électrodes :

Température [°C]	-30 à 50
Humidité relative [%]	10 à 90

3.3.3 Le capteur de CO_2

3.3.3.1 Ses principales technologies

Le tableau ci-dessous reprend les principales technologies du capteur de CO_2 avec, pour chaque technologie, son range de mesures, son temps de réponse T90, son prix, ainsi que ses avantages et inconvénients majeurs [7][8] :

Technologie	Range de mesures	T90	Prix	Avantages	Inconvénients
IR	0 à 100%	<150s	<100€	- Peu sensible à la température - Peu sensible à l'humidité relative	- Sensible aux interférents - Sensible à la pression - Sensible à la condensation
Résistif	0 à 100 %	20 à 30s	≈ 20€	- Peu sensible à la température - Peu sensible à la pression	- Très sensible aux interférents - Très sensible à l'humidité relative - Sensible à la condensation - Vieillissement rapide

TABLE 3.5 – Principales technologies pour le capteur de CO_2.

3.3.3.2 Technologie retenue

Sur bases de nos besoins, nous avons sélectionné la technologie IR pour le capteur de CO_2. En effet, la technologie résistif est très sensible aux interférents et à l'humidité relative, tandis que la technologie IR est sensible aux interférents et peu sensible à l'humidité relative. Or, les gaz d'échappement présentent potentiellement de nombreux interférents et l'humidité relative au niveau du capteur de CO_2 est amenée à varier en fonction de la température extérieure. Par conséquent, la technologie IR répond davantage à nos besoins.

3.3.3.3 Fonctionnement de la technologie retenue

La figure 3.9 présente la vue schématique d'un capteur de CO_2 IR. La figure 3.10 illustre, quant à elle, son principe de fonctionnement :

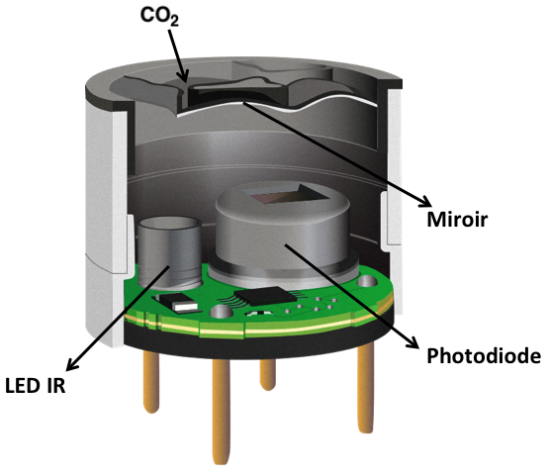


FIGURE 3.9 – Vue schématique[9].

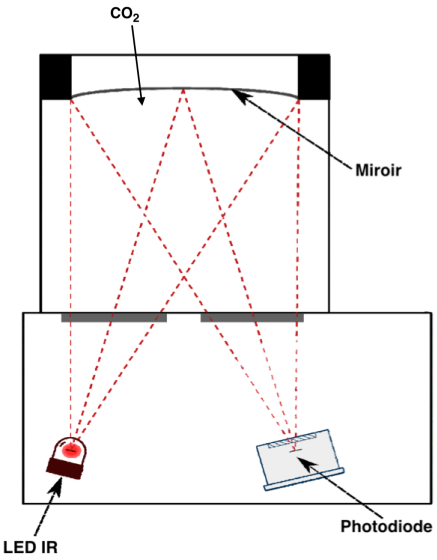


FIGURE 3.10 – Principe de fonctionnement.

Un capteur de CO_2 IR est composé de 3 éléments : une LED IR, un miroir et une photodiode. La LED IR émet un rayonnement électromagnétique infrarouge qui est réfléchit sur le miroir en direction de la photodiode. Lorsque le rayonnement rencontre du CO_2 ayant pénétré à l'intérieur du capteur, il va interagir avec lui, ce qui va avoir pour effet d'atténuer l'énergie du rayonnement. Cette atténuation, qui dépend de la concentration de CO_2 ayant pénétré à l'intérieur du capteur, est ensuite transformée en courant par la photodiode. En utilisant la fonction de transfert du capteur, nous pourrons donc connaître la concentration de CO_2 ayant pénétré à l'intérieur du capteur à partir de la mesure du courant généré par la photodiode.

Le tableau ci-dessous reprend les ranges de température et d'humidité relative admis par les capteurs de CO_2 IR :

Température [°C]	0 à 50
Humidité relative [%]	0 à 95

3.4 Récapitulatif des données susceptibles d'être acquises par notre système de mesures en théorie

Les tableaux 3.6 et 3.7 reprennent les données susceptibles d'être acquises par notre système de mesures en théorie. Le tableau 3.6 reprend les données qui nous permettront de déterminer le quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement tandis que le tableau 3.7 reprend les données qui nous permettront de vérifier le bon conditionnement de l'échantillon des gaz d'échappement prélevé dans la sonde. De plus, grâce au timer, nous pourrons également vérifier la fréquence d'acquisition des données.

$ppm_{v,NO}[\mu m^3/m^3]$	La fraction volumique en partie par million de NO dans les gaz d'échappement
$ppm_{v,NO_2}[\mu m^3/m^3]$	La fraction volumique en partie par million de NO_2 dans les gaz d'échappement
$[O_2][m^3/m^3]$	La fraction volumique de O_2 dans les gaz d'échappement
$[CO_2][m^3/m^3]$	La fraction volumique de CO_2 dans les gaz d'échappement
$\dot{m}_a$[g/s]	Le débit massique d'air entrant dans le moteur
$\dot{V}_c$[l/h]	Le débit volumique de carburant consommé
v[km/s]	La vitesse du véhicule
RPM[tr/min]	Le régime du moteur
$\lambda[-]$	Le coefficient d'excès d'air de la combustion
p_{adm}[kPa]	La pression d'admission de l'air dans le moteur
$T_{adm}[°C]$	La température d'admission de l'air dans le moteur

Table 3.6 – Données permettant de déterminer la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement.

$T_{BP}[°C]$	La température de l'échantillon des gaz d'échappement avant la cellule de refroidissement
$T_{AP}[°C]$	La température de l'échantillon des gaz d'échappement après la cellule de refroidissement
$T_{CG}[°C]$	La température de l'échantillon des gaz d'échappement au niveau des capteurs de gaz
$RH_{CG}[\%]$	L'humidité relative de l'échantillon des gaz d'échappement au niveau des capteurs de gaz
$\dot{V}_{echantillon}$[l/s]	Le débit volumique de l'échantillon des gaz d'échappement

Table 3.7 – Données permettant de vérifier le bon conditionnement de l'échantillon des gaz d'échappement.

Chapitre 4

Système de mesures en pratique

Notre système de mesures ayant été implémenté en théorie, il nous faut maintenant le réaliser en pratique. Les images ci-dessous reprennent différentes vues de notre système de mesures en pratique :

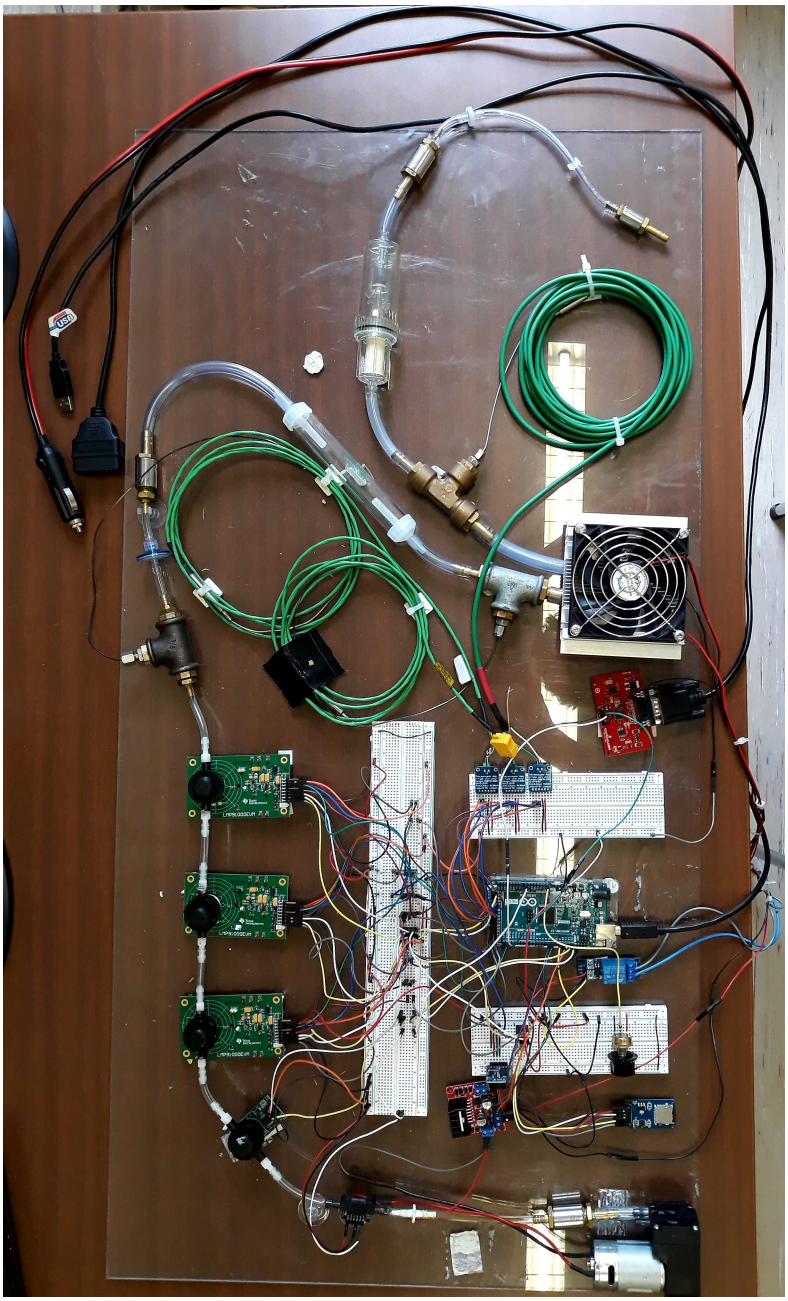


FIGURE 4.1 – Système de mesures non embarqué.

FIGURE 4.2 – Système de mesures embarqué.

Ce chapitre sera divisé en trois sections. Une première section traitera des différents composants utilisés lors de l'élaboration de notre système de mesures. Une deuxième section portera sur le câblage et la programmation nécessaires à son fonctionnement. Une troisième section fera un récapitulatif des données pouvant être acquises par notre système de mesures en pratique.

4.1 Chaîne de mesures en pratique

La figure ci-dessous (Fig.4.3) représente notre chaîne de mesures en pratique et les différents éléments qui la composent. Les éléments sont numérotés de 1 à 47 et seront détaillés dans la suite de cette section.

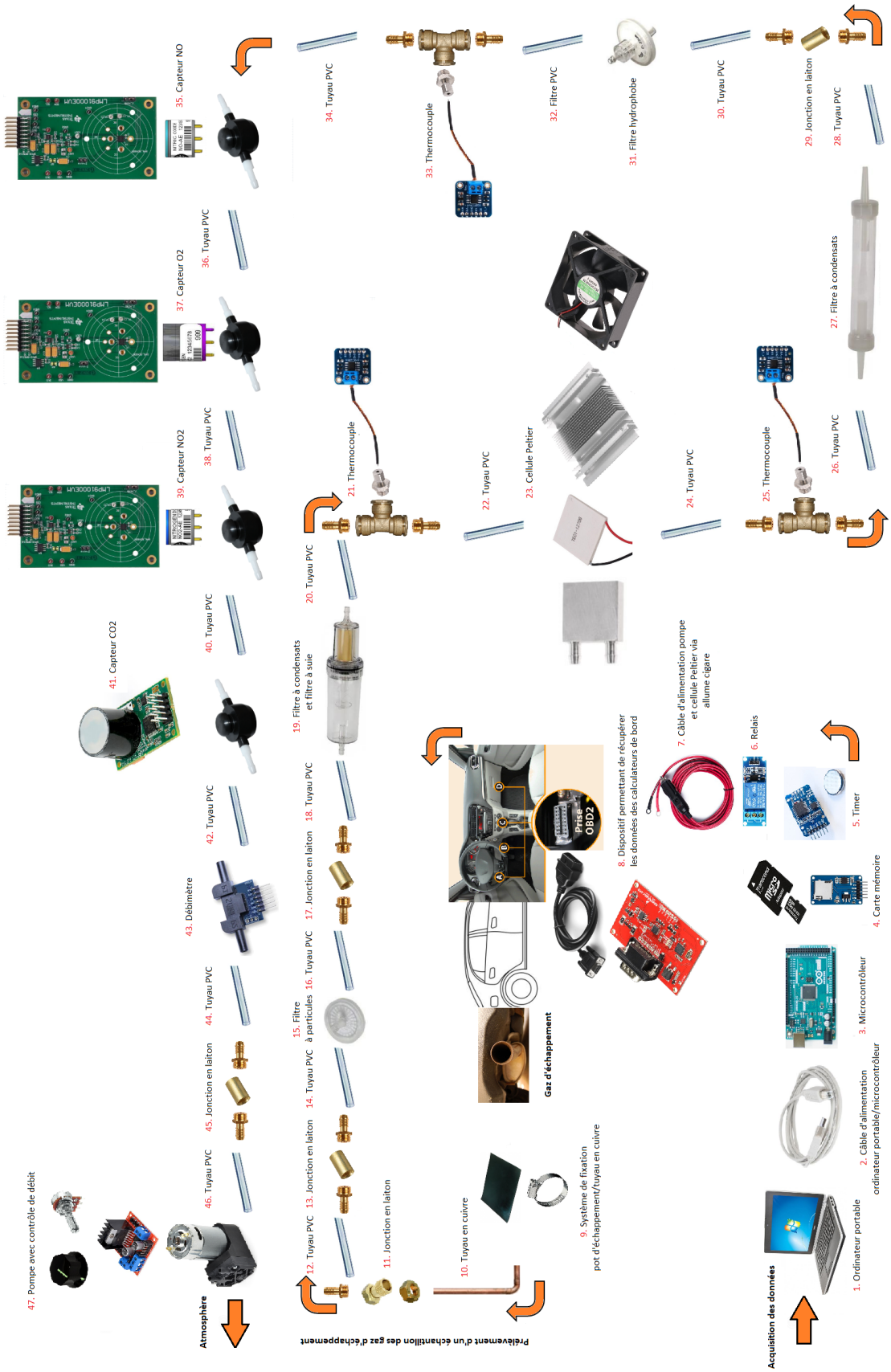
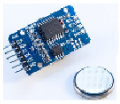
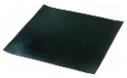


FIGURE 4.3 – Chaîne de mesures en pratique.

Composant	Commentaires	Prix (€)
1. Ordinateur portable	Logiciel utilisé pour programmer le microcontrôleur : - Arduino Software IDE[1] Contraintes : - Port USB pour alimenter et programmer le microcontôleur - Lecteur de carte SD pour lire les données enregistrées sur la carte mémoire	NA
2. Câble d'alimentation ordinateur portable/microcontrôleur	Câble 1,8m USB-A vers USB-B	2,20[2]
3. Microcontrôleur	Microcontrôleur Arduino Mega 2560 R3[3] Caractéristiques principales : - Mémoire flash : 256KB - 54 digital I/O pins dont 15 fournissent une sortie PMW - 16 analog input pins - 4 UARTs (hardware serial ports)	35,98[4]
4. Carte mémoire	Carte Micro SDHC 4GB Classe 10	7,96[5]
	Adaptateur carte Micro SD	
	Module carte Micro SD[6]	2,7[7]
5. Timer 	Module DS3231 Real Time Clock[8]	6,29[9]

1. Téléchargeable sur https://www.arduino.cc/en/Main/Software, consulté le 18/07/2018.
2. Acheté le 15/01/2018 sur https://www.amazon.fr/gp/product/B000067SPP/ref=oh_aui_detailpage_o07_s01?ie=UTF8&psc=1.
3. Datasheet disponible sur https://store.arduino.cc/arduino-mega-2560-rev3, consulté le 18/07/2018.
4. Acheté le 17/02/2018 sur https://www.amazon.fr/gp/product/B0046AMGW0/ref=oh_aui_detailpage_o00_s00?ie=UTF8&psc=1.
5. Acheté le 15/01/2018 sur https://www.amazon.fr/gp/product/B004W63RT4/ref=oh_aui_detailpage_o07_s01?ie=UTF8&psc=1.
6. Tel qu'il a été conçu, le chip select (CS) du module carte Micro SD est toujours LOW ce qui pose problème lorsqu'on a plusieurs composants connectés au bus SPI. Pour résoudre ce problème, il faut dégrounder la pin 13 de la puce 74LVC125A et la connecter à la pin 8 de la puce 74LVC125A (La datasheet de la puce 74LVC125A est disponible à l'Annexe D.1). De cette manière, le chip select (CS) sera HIGH lorsque le module carte Micro SD ne sera pas en train de communiquer avec le microcontrôleur. Cette démarche est expliquée sur http://www.vishnumaiea.in/projects/hardware/interfacing-catalex-micro-sd-card-module, consulté le 19/07/2018.
7. Acheté le 15/01/2018 sur https://www.amazon.fr/gp/product/B06XHJTGGC/ref=oh_aui_detailpage_o06_s00?ie=UTF8&psc=1.
8. Datasheet disponible en Annexe D.2.
9. Acheté le 15/01/2018 sur https://www.amazon.fr/gp/product/B01M2B7HQB/ref=oh_aui_detailpage_o07_s01?ie=UTF8&psc=1.

Composant	Commentaires		Prix (€)
6. Relais	Module relais SRD-05VDC-SL-C[10] Caractéristiques principales : - Partie commande : 5VDC - Partie commandée : Imax = 10A et Vmax = 30VDC		2[11]
7. Câble d'alimentation pompe et cellule Peltier via allume cigare	Câble 3m allume cigare		7,99[12]
8. Dispositif permettant de récupérer les données des calculateurs de bord		Câble 1,1m OBD-II vers DB9	10,55[13]
		Sparkfun OBD-II UART[14] Caractéristique principale : - Supporte le protocole OBD2 européen ISO 9141-2	61,19[15]
9. Système de fixation pot d'échappement/tuyau en cuivre		Feuille en caoutchouc industriel haute température Dimensions : - Largeur : 20cm - Longueur : 30cm - Epaisseur : 0,5cm	5[16]
		Collier de serrage en acier inoxydable Dimensions : - Diamètre : 110-140mm - Largeur : 10mm	4,46[17]

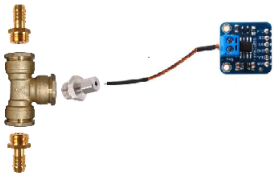
10. Datasheet disponible sur http://www.circuitbasics.com/setting-up-a-5v-relay-on-the-arduino/, consulté le 19/07/2018 ; Datasheet relais SRD-05VDC-SL-C disponible en Annexe D.3.
11. Acheté le 16/04/2018 sur https://www.amazon.fr/gp/product/B00ZR3B252/ref=oh_aui_detailpage_o02_s00?ie=UTF8&psc=1.
12. Acheté le 24/04/2018 sur https://www.amazon.fr/gp/product/B06ZZVN7Q4/ref=oh_aui_detailpage_o05_s01?ie=UTF8&psc=1.
13. Acheté le 21/02/2018 sur https://www.amazon.fr/gp/product/B01J9QOC22/ref=ox_sc_act_title_4?smid=A3JAAQ69UGACQX&psc=1.
14. Datasheet disponible sur https://www.sparkfun.com/products/9555, consulté le 19/07/2018.
15. Acheté le 21/02/2018 sur https://www.amazon.fr/gp/product/B00DJ7Z380/ref=oh_aui_detailpage_o09_s00?ie=UTF8&psc=1.
16. Disponible sur https://tapiscaoutchouc24.fr/, consulté le 08/08/2018.
17. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.

Composant	Commentaires		Prix (€)
10. Tuyau en cuivre	Dimensions : - Longueur : 50cm - Diamètre intérieur : 8mm - Diamètre extérieur : 10mm		4,50[18]
11. Jonction en laiton		Raccord de tuyau souple mâle en laiton - Diamètre extérieur : 6mm	2,73[19]
		Raccord fileté en acier inoxydable	4,19[20]
		Ecrou en acier inoxydable	0,10[21]
12. Tuyau PVC	Dimensions : - Longueur : 2m - Diamètre intérieur : 6mm - Diamètre extérieur : 10mm		2,34[22]
13. Jonction en laiton		Raccord de tuyau souple mâle en laiton - Diamètre extérieur : 6mm	2,73[23]
		Raccord fileté en acier inoxydable	2,25[24]
		Raccord de tuyau souple mâle en laiton - Diamètre extérieur : 3mm	2,73[25]
14. Tuyau PVC	Dimensions : - Longueur : 20cm - Diamètre intérieur : 3mm - Diamètre extérieur : 6mm		0,11[26]
15. Filtre à particules	Caractéristique principale : - Retient les particules plus grandes que 150μm		2,5[27]

18. Disponible sur https://www.cedeo.fr/plomberie/, consulté le 08/08/2018.
19. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
20. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
21. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
22. Disponible sur https://www.labomoderne.com/gamme.tuyaux-de-laboratoire-en-pvc.ND1101.html, consulté le 08/08/2018.
23. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
24. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
25. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
26. Disponible sur https://www.labomoderne.com/gamme.tuyaux-de-laboratoire-en-pvc.ND1101.html, consulté le 08/08/2018.
27. Acheté le 16/04/2018 sur https://www.co2meter.com/collections/sensors/products/sensor-pump-kit-filters-traps?variant=83418002.

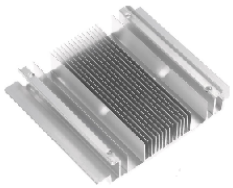
Composant	Commentaires		Prix (€)
16. Tuyau PVC	Dimensions : - Longueur : 20cm - Diamètre intérieur : 3mm - Diamètre extérieur : 6mm		0,11[28]
17. Jonction en laiton		Raccord de tuyau souple mâle en laiton - Diamètre extérieur : 3mm	2,73[29]
		Raccord fileté en acier inoxydable	2,25[30]
		Raccord de tuyau souple mâle en laiton - Diamètre extérieur : 6mm	2,73[31]
18. Tuyau PVC	Dimensions : - Longueur : 20cm - Diamètre intérieur : 6mm - Diamètre extérieur : 10mm		0,23[32]
19. Filtre à condensats et filtre à suie	Caractéristiques principales : - Retient les condensats - Retient la suie		127,99[33]
20. Tuyau PVC	Dimensions : - Longueur : 20cm - Diamètre intérieur : 6mm - Diamètre extérieur : 10mm		0,23[34]

28. Disponible sur https://www.labomoderne.com/gamme.tuyaux-de-laboratoire-en-pvc.ND1101.html, consulté le 08/08/2018.
29. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
30. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
31. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
32. Disponible sur https://www.labomoderne.com/gamme.tuyaux-de-laboratoire-en-pvc.ND1101.html, consulté le 08/08/2018.
33. Acheté le 16/04/2018 sur https://www.co2meter.com/collections/sensors/products/sensor-pump-kit-filters-traps?variant=83418002.
34. Disponible sur https://www.labomoderne.com/gamme.tuyaux-de-laboratoire-en-pvc.ND1101.html, consulté le 08/08/2018.

Composant	Commentaires		Prix (€)
21. Thermocouple 		Raccord de tuyau souple mâle en laiton - Diamètre extérieur : 6mm	2,73[35]
		Raccord fileté en acier inoxydable	4,40[36]
		Raccord de tuyau souple mâle en laiton - Diamètre extérieur : 8mm	2,73[37]
		Raccord fileté en acier inoxydable	4,19[38]
		Thermocouple de type K[39] Caractéristiques principales : - Longueur du câble : 0,9m - Plage de température : -50 à 200°C	2,3[40]
		Module MAX31855[41] Caractéristiques principales : - Supporte les thermocouples de type K - Plage de température de mesure : -200 à 1350°C	3,2[42]
22. Tuyau PVC	Dimensions : - Longueur : 20cm - Diamètre intérieur : 8mm - Diamètre extérieur : 14mm		0,29[43]

35. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
36. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
37. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
38. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
39. La table de référence N.I.S.T. des thermocouples de type K ainsi que les coefficients de conversion tension vers température et température vers tension sont disponibles sur http://aviatechno.net/thermo/table_its90_typek.php, consulté le 20/07/2018.
40. Acheté le 31/01/2018 sur https://www.amazon.fr/gp/product/B00AK8OMHO/ref=oh_aui_detailpage_o03_s00?ie=UTF8&psc=1.
41. Datasheet disponible en Annexe D.4.
42. Acheté le 31/01/2018 sur https://www.amazon.fr/gp/product/B06XDL5N11/ref=oh_aui_detailpage_o02_s00?ie=UTF8&psc=1.
43. Disponible sur https://www.labomoderne.com/gamme.tuyaux-de-laboratoire-en-pvc.ND1101.html, consulté le 08/08/2018.

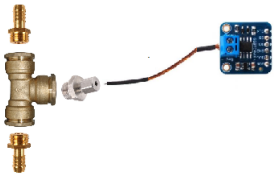
<table>
<tr><th>Composant</th><th colspan="2">Commentaires</th><th>Prix (€)</th></tr>
<tr><td rowspan="4">23. Cellule Peltier

 
 </td><td> </td><td>Bloc de refroidissement en aluminium</td><td rowspan="4">16,99[45]</td></tr>
<tr><td> </td><td>Module Peltier TEC1-12706[44]

Caractéristiques principales :
<table><tr><td>Température surface chaude [°C]</td><td>25</td><td>50</td></tr><tr><td>Q_{max}[W]</td><td>50</td><td>57</td></tr><tr><td>ΔT_{max}[°C]</td><td>66</td><td>75</td></tr><tr><td>I_{max}[A]</td><td>6.4</td><td>6.4</td></tr><tr><td>V_{max}[V]</td><td>14.4</td><td>16.4</td></tr><tr><td>Résistance du module [Ω]</td><td>1.98</td><td>2.30</td></tr></table></td></tr>
<tr><td> </td><td>Radiateur</td></tr>
<tr><td> </td><td>Ventilateur

Caractéristique principale :
- Alimentation : 12VDC</td></tr>
<tr><td>24. Tuyau PVC
 </td><td colspan="2">Dimensions :
- Longueur : 20cm
- Diamètre intérieur : 8mm
- Diamètre extérieur : 14mm</td><td>0,29[46]</td></tr>
</table>

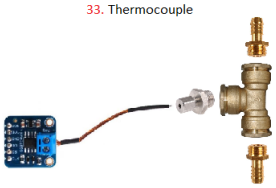
44. Datasheet disponible en Annexe D.5.
45. Acheté le 19/04/2018 sur `https://www.amazon.fr/gp/product/B074DTH5QM/ref=oh_aui_detailpage_o00_s00?ie=UTF8&psc=1`.
46. Disponible sur `https://www.labomoderne.com/gamme.tuyaux-de-laboratoire-en-pvc.ND1101.html`, consulté le 08/08/2018.

Composant	Commentaires		Prix (€)
21. Thermocouple 		Raccord de tuyau souple mâle en laiton - Diamètre extérieur : 8mm	2,73[47]
		Raccord fileté en acier inoxydable	4,40[48]
		Raccord de tuyau souple mâle en laiton - Diamètre extérieur : 6mm	2,73[49]
		Raccord fileté en acier inoxydable	4,19[50]
		Thermocouple de type K[51] Caractéristiques principales : - Longueur du câble : 0,9m - Plage de température : -50 à 200°C	2,3[52]
		Module MAX31855[53] Caractéristiques principales : - Supporte les thermocouples de type K - Plage de température de mesure : -200 à 1350°C	3,2[54]
26. Tuyau PVC	Dimensions : - Longueur : 20cm - Diamètre intérieur : 6mm - Diamètre extérieur : 10mm		0,23[55]

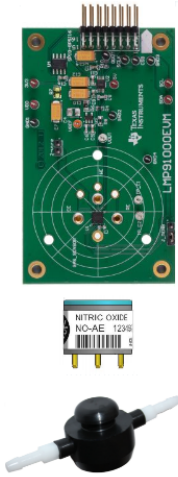
47. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
48. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
49. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
50. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
51. La table de référence N.I.S.T. des thermocouples de type K ainsi que les coefficients de conversion tension vers température et température vers tension sont disponibles sur http://aviatechno.net/thermo/table_its90_typek.php, consulté le 20/07/2018.
52. Acheté le 31/01/2018 sur https://www.amazon.fr/gp/product/B00AK8OMHO/ref=oh_aui_detailpage_o03_s00?ie=UTF8&psc=1.
53. Datasheet disponible en Annexe D.4.
54. Acheté le 31/01/2018 sur https://www.amazon.fr/gp/product/B06XDL5N11/ref=oh_aui_detailpage_o02_s00?ie=UTF8&psc=1.
55. Disponible sur https://www.labomoderne.com/gamme.tuyaux-de-laboratoire-en-pvc.ND1101.html, consulté le 08/08/2018.

Composant	Commentaires	Prix (€)
27. Filtre à condensats	Caractéristique principale : - Retient les condensats	16,99[56]
28. Tuyau PVC	Dimensions : - Longueur : 20cm - Diamètre intérieur : 6mm - Diamètre extérieur : 10mm	0,23[57]
29. Jonction en laiton	Raccord de tuyau souple mâle en laiton - Diamètre extérieur : 6mm	2,73[58]
	Raccord fileté en acier inoxydable	2,25[59]
	Raccord de tuyau souple mâle en laiton - Diamètre extérieur : 3mm	2,73[60]
30. Tuyau PVC	Dimensions : - Longueur : 20cm - Diamètre intérieur : 3mm - Diamètre extérieur : 6mm	0,11[61]
31. Filtre hydrophobe	Caractéristique principale : - Retient les condensats plus grand que 0,22μm	4,2[62]
32. Tuyau PVC	Dimensions : - Longueur : 20cm - Diamètre intérieur : 3mm - Diamètre extérieur : 6mm	0,11[63]

56. Acheté le 16/04/2018 sur https://www.co2meter.com/collections/sensors/products/sensor-pump-kit-filters-traps?variant=83418002.
57. Disponible sur https://www.labomoderne.com/gamme.tuyaux-de-laboratoire-en-pvc.ND1101.html, consulté le 08/08/2018.
58. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
59. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
60. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
61. Disponible sur https://www.labomoderne.com/gamme.tuyaux-de-laboratoire-en-pvc.ND1101.html, consulté le 08/08/2018.
62. Acheté le 16/04/2018 sur https://www.co2meter.com/collections/sensors/products/sensor-pump-kit-filters-traps?variant=83418002.
63. Disponible sur https://www.labomoderne.com/gamme.tuyaux-de-laboratoire-en-pvc.ND1101.html, consulté le 08/08/2018.

Composant	Commentaires		Prix (€)
33. Thermocouple 		Raccord de tuyau souple mâle en laiton - Diamètre extérieur : 3mm	2,73[64]
		Raccord fileté en acier inoxydable	4,40[65]
		Raccord de tuyau souple mâle en laiton - Diamètre extérieur : 4mm	2,73[66]
		Raccord fileté en acier inoxydable	4,19[67]
		Thermocouple de type K[68] Caractéristiques principales : - Longueur du câble : 0,9m - Plage de température : -50 à 200°C	2,3[69]
		Module MAX31855[70] Caractéristiques principales : - Supporte les thermocouples de type K - Plage de température de mesure : -200 à 1350°C	3,2[71]
34. Tuyau PVC	Dimensions : - Longueur : 20cm - Diamètre intérieur : 4mm - Diamètre extérieur : 6mm		0,08[72]

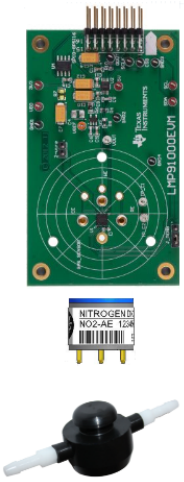
64. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
65. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
66. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
67. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
68. La table de référence N.I.S.T. des thermocouples de type K ainsi que les coefficients de conversion tension vers température et température vers tension sont disponibles sur http://aviatechno.net/thermo/table_its90_typek.php, consulté le 20/07/2018.
69. Acheté le 31/01/2018 sur https://www.amazon.fr/gp/product/B00AK8OMHO/ref=oh_aui_detailpage_o03_s00?ie=UTF8&psc=1.
70. Datasheet disponible en Annexe D.4.
71. Acheté le 31/01/2018 sur https://www.amazon.fr/gp/product/B06XDL5N11/ref=oh_aui_detailpage_o02_s00?ie=UTF8&psc=1.
72. Disponible sur https://www.labomoderne.com/gamme.tuyaux-de-laboratoire-en-pvc.ND1101.html, consulté le 08/08/2018.

Composant	Commentaires		Prix (€)
35. Capteur NO 		Module d'évaluation LMP91000EVM de Texas Instruments[73] Caractéristiques principales : - LMP91000EVM = puce LMP91000[74] + ADC161S626 16-bit[75] - Paramètres de la puce LMP91000 programmables	96,27[76]
		Capteur de gaz électrochimique à 3 électrodes NO-AE d'Alphasense[77] Caractéristiques principales : - Range [NO] : 0 à 5000ppm - Temps de réponse T90 : <75s de 0 à 250ppm de NO - Résolution : <1ppm - Sensibilité : 40 à 80 nA/ppm dans 250ppm de NO - Zero current : 0 à 15ppm - Range température : -30 à 50°C - Range pression : 80 à 120kPa - Range humidité relative : 15 à 90% HR	43[78]
		One-place calibration adapter - MIPEX CA	19,5[79]
36. Tuyau PVC	Dimensions : - Longueur : 20cm - Diamètre intérieur : 4mm - Diamètre extérieur : 6mm		0,08[80]

73. Datasheet disponible en Annexe D.6.
74. Datasheet disponible en Annexe D.7.
75. Datasheet disponible en Annexe D.8.
76. Acheté en janvier 2018 sur https://www.mouser.be/ProductDetail/Texas-Instruments/LMP91000EVM-NOPB?qs=YvhBCnANyPsgBL6nqn1SdQ==.
77. Datasheet disponible en Annexe D.9.
78. Acheté en janvier 2018 sur http://www.alphasense.com/.
79. Acheté le 10/04/2018 sur http://www.unitronic.de/.
80. Disponible sur https://www.labomoderne.com/gamme.tuyaux-de-laboratoire-en-pvc.ND1101.html, consulté le 08/08/2018.

Composant	Commentaires		Prix (€)
37. Capteur O2		Module d'évaluation LMP91000EVM de Texas Instruments[81] Caractéristiques principales : - LMP91000EVM = puce LMP91000[82] + ADC161S626 16-bit[83] - Paramètres de la puce LMP91000 programmables	96,27[84]
		Capteur de gaz électrochimique à 2 électrodes O2-C2 d'Alphasense[85] Caractéristiques principales : - Range $[O_2]$: 0 à 25% - Temps de réponse T90 : <50s de 20,9% à 0% d'O_2 - Output à 20,9% d'O_2 : 80 à 120μA - Zero current : <2,5μA dans du N_2 - Range température : -30 à 50°C - Range pression : 80 à 120kPa - Range humidité relative : 5 à 95% HR	19[86]
		One-place calibration adapter - MIPEX CA	19,5[87]
38. Tuyau PVC	Dimensions : - Longueur : 20cm - Diamètre intérieur : 4mm - Diamètre extérieur : 6mm		0,08[88]

81. Datasheet disponible en Annexe D.6.
82. Datasheet disponible en Annexe D.7.
83. Datasheet disponible en Annexe D.8.
84. Acheté en janvier 2018 sur `https://www.mouser.be/ProductDetail/Texas-Instruments/LMP91000EVM-NOPB?qs=YvhBCnANyPsgBL6nqn1SdQ==`.
85. Datasheet disponible en Annexe D.10.
86. Acheté en janvier 2018 sur `http://www.alphasense.com/`.
87. Acheté le 10/04/2018 sur `http://www.unitronic.de/`.
88. Disponible sur `https://www.labomoderne.com/gamme.tuyaux-de-laboratoire-en-pvc.ND1101.html`, consulté le 08/08/2018.

Composant	Commentaires		Prix (€)
39. Capteur NO2 		Module d'évaluation LMP91000EVM de Texas Instruments[89] Caractéristiques principales : - LMP91000EVM = puce LMP91000[90] + ADC161S626 16-bit[91] - Paramètres de la puce LMP91000 programmables	96,27[92]
		Capteur de gaz électrochimique à 3 électrodes NO2-AE d'Alphasense[93] Caractéristiques principales : - Range [NO_2] : 0 à 200ppm - Temps de réponse T90 : <40s de 0 à 10ppm de NO_2 - Résolution : <0,1ppm - Sensibilité : -70 à -170nA/ppm à 10°C dans 10ppm de NO_2 - Zero current : <+/- 1,5ppm - Range température : -30 à 50°C - Range pression : 80 à 120kPa - Range humidité relative : 15 à 90% HR	43[94]
		One-place calibration adapter - MIPEX CA	19,5[95]
40. Tuyau PVC	Dimensions : - Longueur : 20cm - Diamètre intérieur : 4mm - Diamètre extérieur : 6mm		0,08[96]

89. Datasheet disponible en Annexe D.6.
90. Datasheet disponible en Annexe D.7.
91. Datasheet disponible en Annexe D.8.
92. Acheté en janvier 2018 sur `https://www.mouser.be/ProductDetail/Texas-Instruments/LMP91000EVM-NOPB?qs=YvhBCnANyPsgBL6nqn1SdQ==`.
93. Datasheet disponible en Annexe D.11.
94. Acheté en janvier 2018 sur `http://www.alphasense.com/`.
95. Acheté le 10/04/2018 sur `http://www.unitronic.de/`.
96. Disponible sur `https://www.labomoderne.com/gamme.tuyaux-de-laboratoire-en-pvc.ND1101.html`, consulté le 08/08/2018.

Composant	Commentaires		Prix (€)
41. Capteur CO2		Capteur de gaz NDIR COZIR Wide Range 20% CO2 de GSS avec capteur de température et d'humidité relative SHT21[97] de Sensirion intégré et sortie digitale[98] Caractéristiques principales COZIR Wide Range 20% CO2 : - Range [CO_2] : 0 à 20% - Temps de réponse T90 : <120s - Précision : ±70ppm +/- 5% de la lecture - Range température : 0 à 50°C - Range pression : 900 à 1100mbar - Range humidité relative : 0 à 95% HR Caractéristiques principales SHT21 : - Range température : -25 à 55°C - Range humidité relative : 0 à 95% HR - Résolution température : 0,08°C - Résolution humidité relative : 0,08% HR	131[99]
		One-place calibration adapter - MIPEX CA	19,5[100]
42. Tuyau PVC	Dimensions : - Longueur : 20cm - Diamètre intérieur : 4mm - Diamètre extérieur : 6mm		0,08[101]
43. Débimètre	Débitmètre calorimétrique FS2012-1020-NG[102] Caractéristiques principales : - Gaz d'intérêt : O_2 et N_2 - Range de mesure : 0 à 2 SLPM - Range température : 0 à 85°C		66,55[103]
44. Tuyau PVC	Dimensions : - Longueur : 20cm - Diamètre intérieur : 4mm - Diamètre extérieur : 6mm		0,08[104]

97. Datasheet disponible en Annexe D.12.
98. Datasheet disponible en Annexe D.13.
99. Acheté en janvier 2018 sur https://www.gassensing.co.uk/.
100. Acheté le 10/04/2018 sur http://www.unitronic.de/.
101. Disponible sur https://www.labomoderne.com/gamme.tuyaux-de-laboratoire-en-pvc.ND1101.html, consulté le 08/08/2018.
102. Datasheet disponible en Annexe D.14.
103. Acheté en avril 2018 sur https://www.mouser.be/ProductDetail/idt-integrated-device-technology/fs2012-1020-ng/?qs=YCa%2fAAYMW013oYbA5Vjshw==&countrycode=DE&currencycode=EUR.
104. Disponible sur https://www.labomoderne.com, consulté le 08/08/2018.

Composant	Commentaires		Prix (€)
45. Jonction en laiton		Raccord de tuyau souple mâle en laiton - Diamètre extérieur : 4mm	2,73[105]
		Raccord fileté en acier inoxydable	2,25[106]
		Raccord de tuyau souple mâle en laiton - Diamètre extérieur : 6mm	2,73[107]
46. Tuyau PVC	Dimensions : - Longueur : 20cm - Diamètre intérieur : 6mm - Diamètre extérieur : 10mm		0,23[108]
47. Pompe avec contrôle de débit		Bouton de potentiomètre	2,5[109]
		Potentiomètre rotatif 10k Ohm	1,2[110]
		Contrôleur moteur DC L298N[111]	6,99[112]
		Micro-pompe à air 12V Sparkfun[113] Caractéristiques principales : - Alimentation : 12VDC - Puissance : 12W - Plage de vide : 0 à 16"Hg - Range débit : 0 à 15l/min - Range pression : 0 à 32PSI - Range température : 0 à 50°C	21,94[114]

Prix du système de mesures : 1122,98 EUR

105. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
106. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
107. Disponible sur https://fr.rs-online.com/web/, consulté le 08/08/2018.
108. Disponible sur https://www.labomoderne.com/gamme.tuyaux-de-laboratoire-en-pvc.ND1101.html, consulté le 08/08/2018.
109. Acheté le 16/04/2018 sur https://www.amazon.fr/gp/product/B01KK3D3TQ/ref=od_aui_detailpages00?ie=UTF8&psc=1.
110. Acheté le 16/04/2018 sur https://www.amazon.fr/gp/product/B018S9GUKI/ref=oh_aui_detailpage_o02_s00?ie=UTF8&psc=1.
111. Datasheet disponible en Annexe D.15.
112. Acheté le 15/05/2018 sur https://www.amazon.fr/gp/product/B01H6VMEFY/ref=oh_aui_detailpage_o03_s00?ie=UTF8&psc=1.
113. Datasheet disponible en Annexe D.16.
114. Acheté le 06/03/2018 sur https://www.amazon.fr/gp/product/B0789V5GVG/ref=oh_aui_detailpage_o07_s00?ie=UTF8&psc=1.

4.2 Acquisition des données

La figure ci-dessous (Fig. 4.4) reprend le câblage de notre système de mesures. Il est constitué de 8 blocs : Pompe avec contrôle de débit, module Peltier, ventilateur et relais (Bloc 1), Timer (Bloc 2), Dispositif OBD2 (Bloc 3), Thermocouples (Bloc 4), Capteurs NO, NO_2 et O_2 (Bloc 5), Capteur CO_2 et humidité relative (Bloc 6), Débitmètre (Bloc 7), Carte mémoire (Bloc 8). Dans la suite de cette section, nous détaillerons les connexions et la programmation de chacun de ces blocs[115].

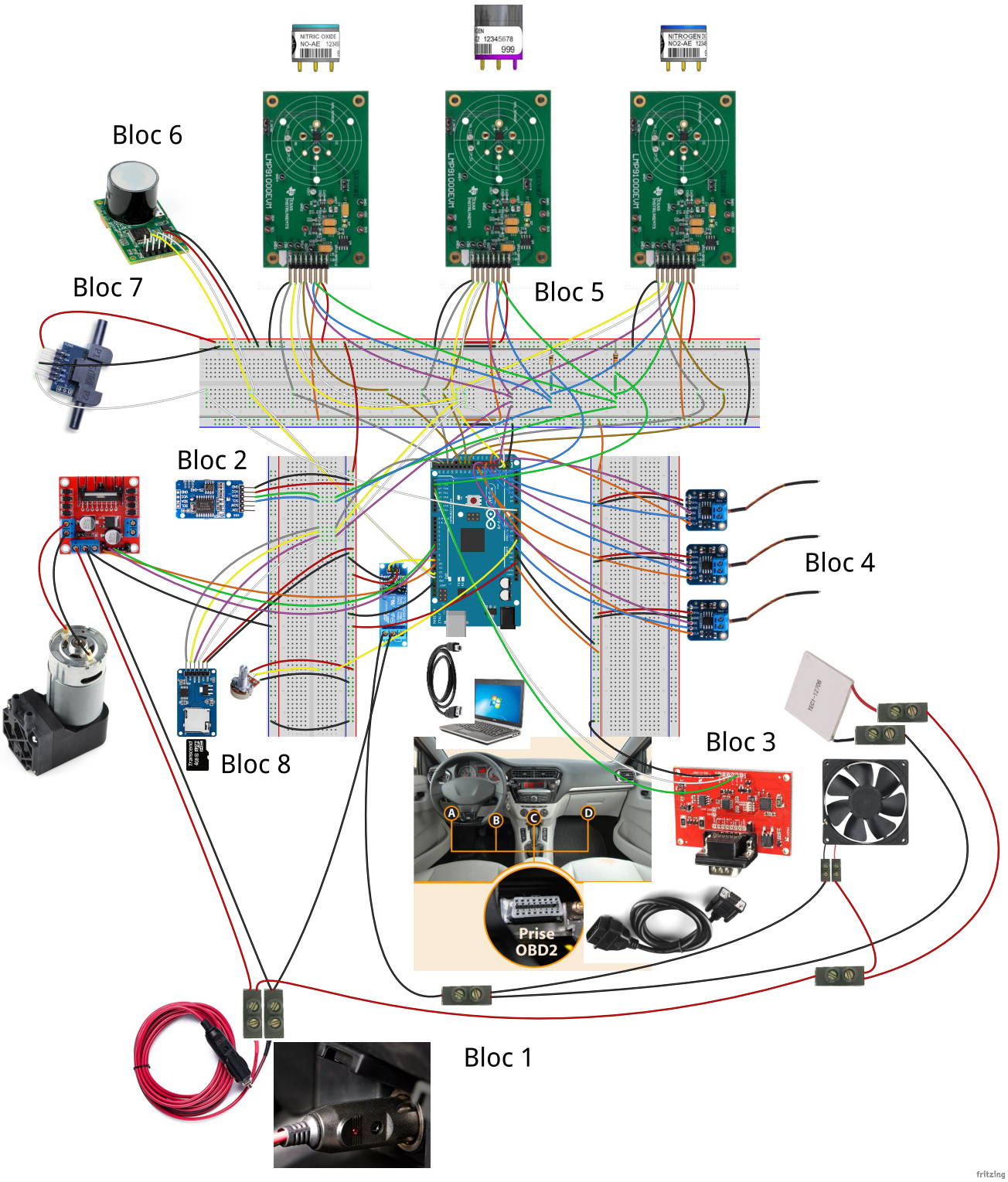


FIGURE 4.4 – Câblage du système de mesures.

115. Le code final composé par la programmation des 8 blocs se trouve en Annexe A.1.

4.2.1 Bloc 1 : Pompe avec contrôle de débit, module Peltier, ventilateur et relais

La figure ci-dessous (Fig. 4.5) reprend le câblage du Bloc 1 : Pompe avec contrôle de débit, module Peltier, ventilateur et relais.

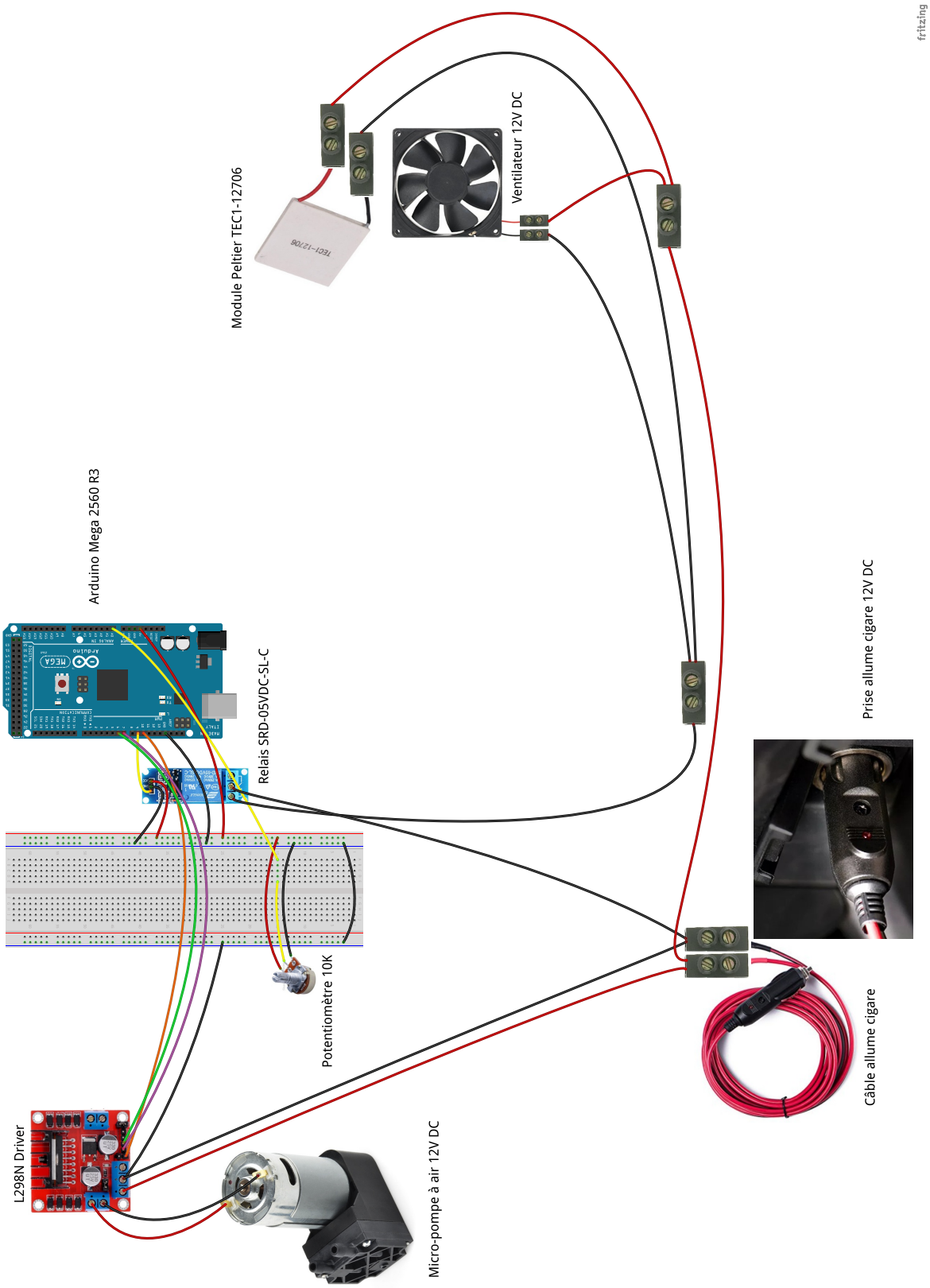
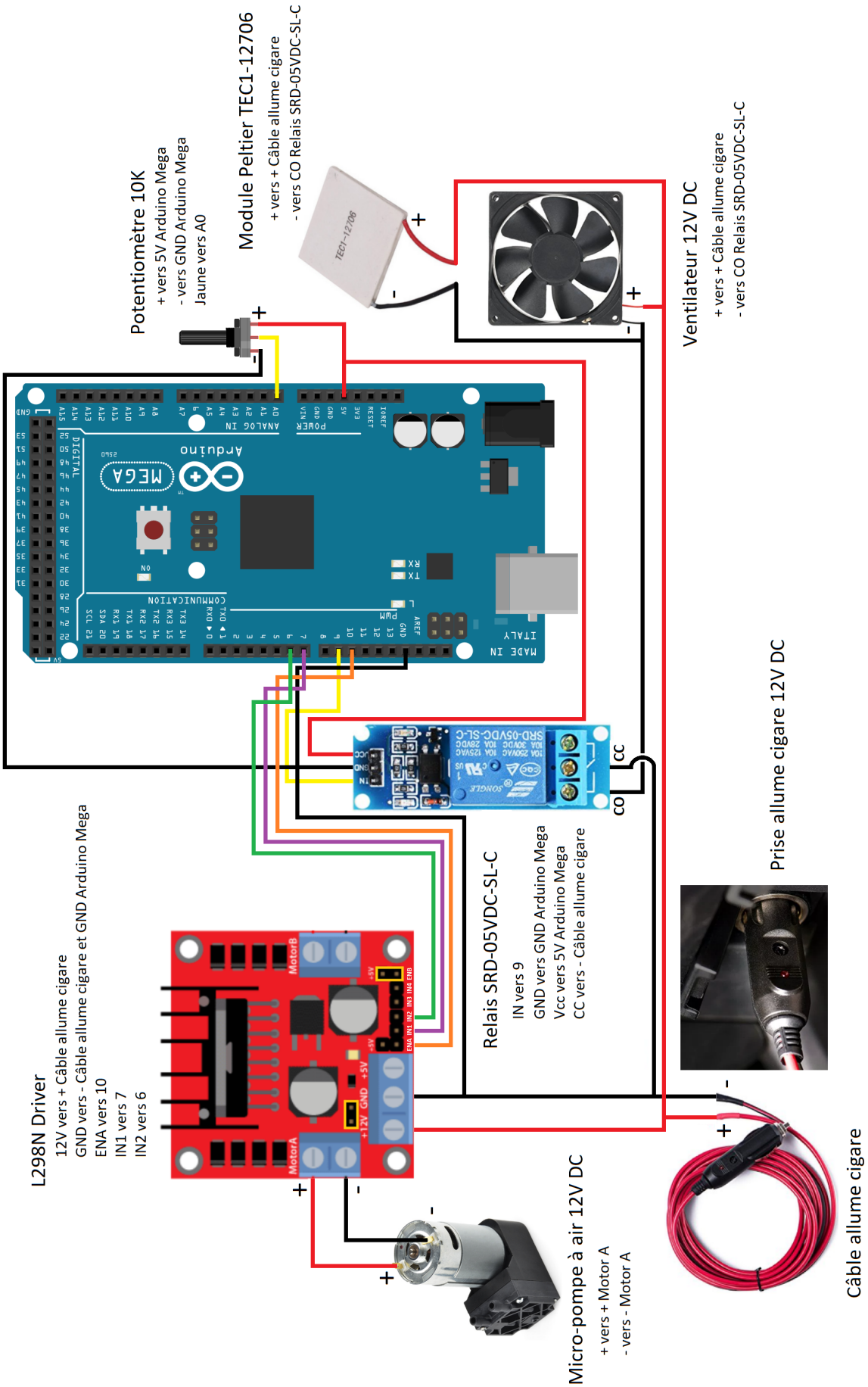


FIGURE 4.5 – Câblage du Bloc 1 : Pompe avec contrôle de débit, module Peltier, ventilateur et relais.

4.2.1.1 Connexions du Bloc 1



4.2.1.2 Programmation du Bloc 1

```
//////// Declaration Peltier

const int pinPeltier = 9; // Pin controle Peltier

//////// Declaration pompe

#define enA 10    // Pins du L298N
#define in1 6
#define in2 7

void setup() {

  //Peltier
  pinMode(pinPeltier, OUTPUT);     // Definir la pin controle Peltier comme output
  digitalWrite(pinPeltier, HIGH); // Pin controle Peltier circuit ouvert (la pompe ne
                                  // fonctionne pas)
  delay(2000);                    // Attendre 2 secondes
  digitalWrite(pinPeltier, LOW);  // Pin controle Peltier court-circuit
  delay(30000);                   // Attendre 30 secondes pour que Peltier soit en regime
                                  // avant de starter la pompe

  // Pompe
  pinMode(enA, OUTPUT);           // Definir pins L298N comme output
  pinMode(in1, OUTPUT);
  pinMode(in2, OUTPUT);
  // Initialisation de la direction de rotation de la pompe
  digitalWrite(in1, LOW);
  digitalWrite(in2, HIGH);

  delay(2000);                    // Attendre 2 secondes que l'initialisation soit bien
                                  // terminee
}

void loop() {

  // Reglage du debit de la pompe via potentiometre
  int potValue = analogRead(A0);                    // Lire la valeur du potentiometre
  int pwmOutput = map(potValue, 0, 1023, 0 , 255); // Borner la valeur du potentiometre
                                                    // entre 0 et 255
  analogWrite(enA, pwmOutput);                      // Envoyer signal PWM a la pin enA
                                                    //du L298N
  delay(100); // Attendre 0,1 s entre chaque iteration de la boucle
}
```

4.2.2 Bloc 2 : Timer

La figure ci-dessous (Fig. 4.6) reprend le câblage du Bloc 2 : Timer.

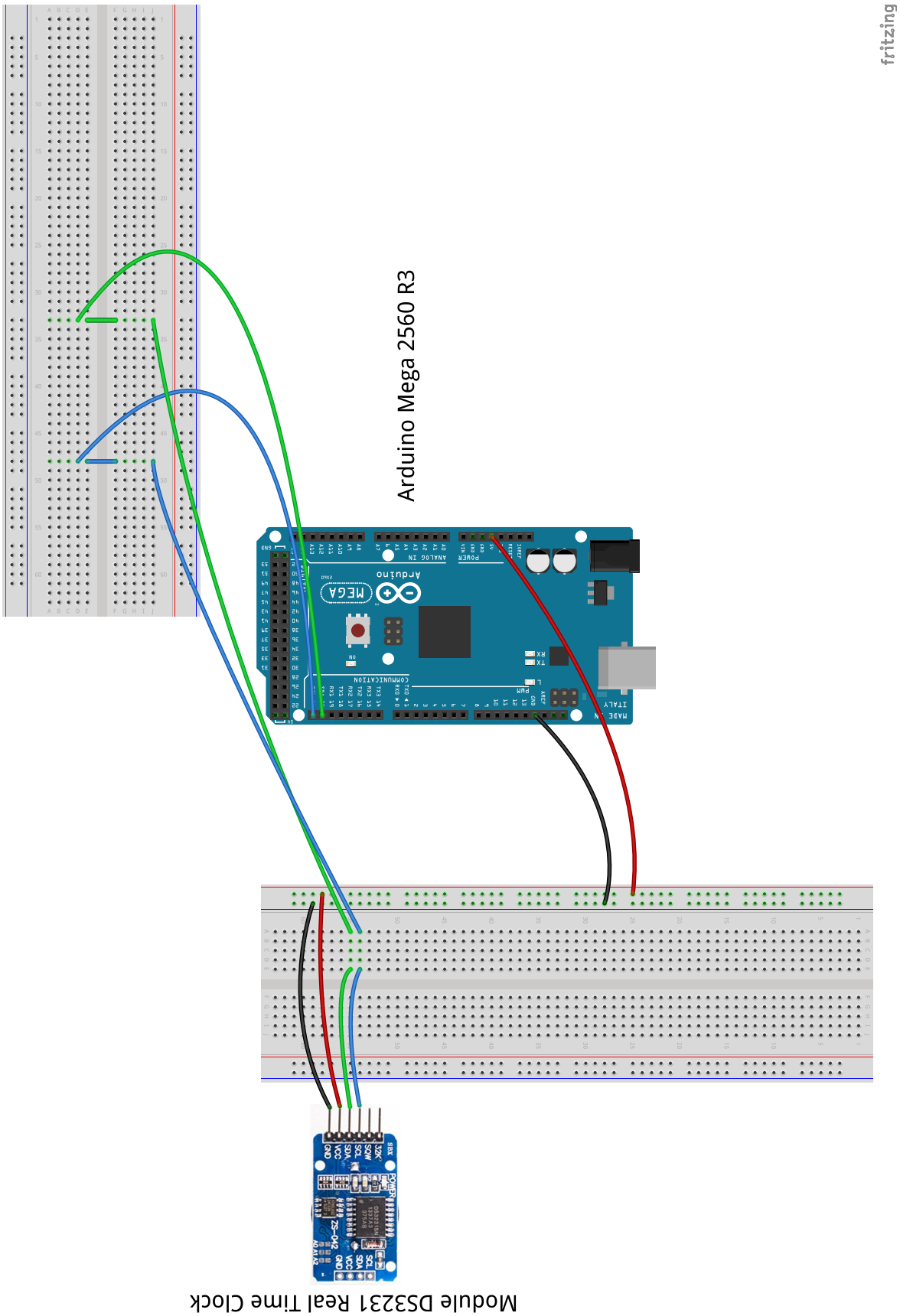
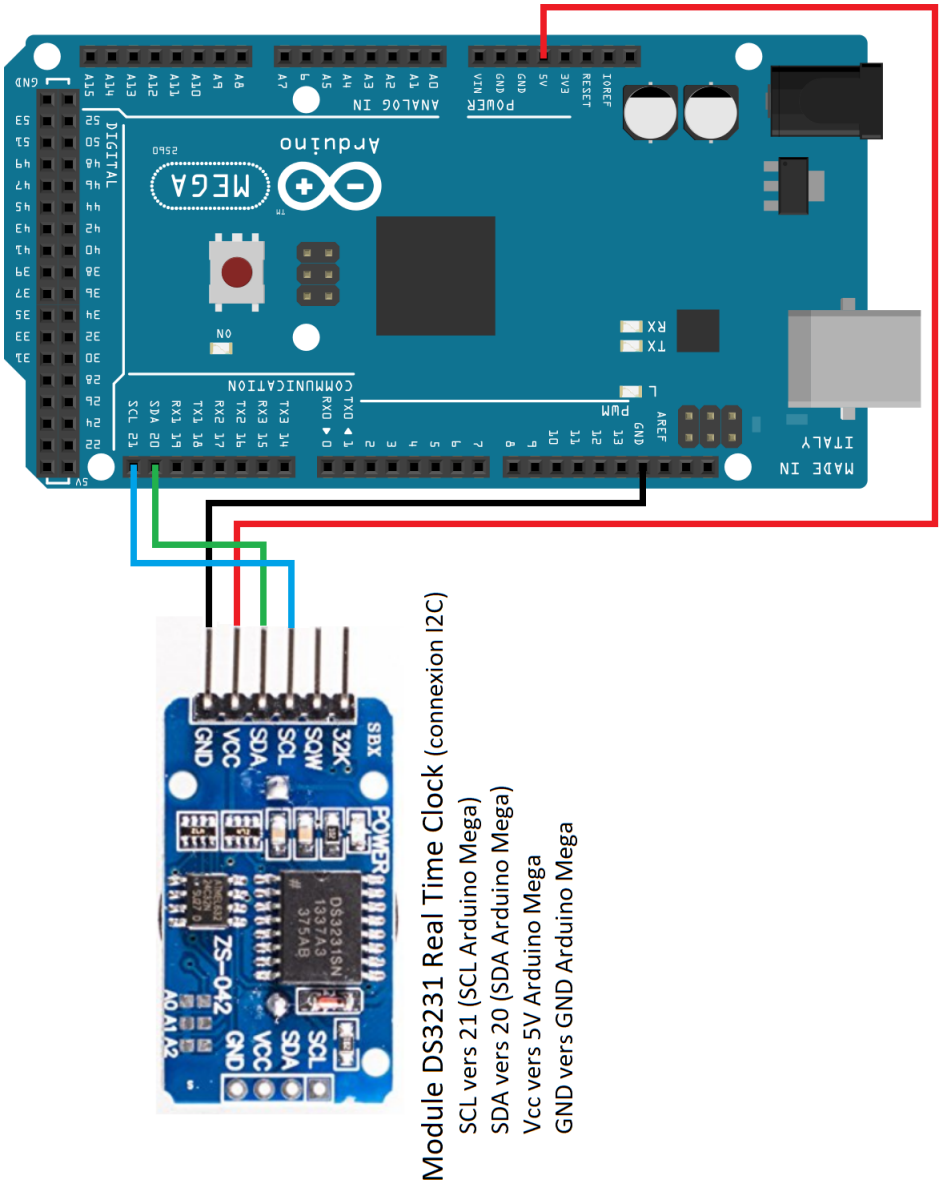


FIGURE 4.6 – Câblage du Bloc 2 : Timer.

4.2.2.1 Connexions du Bloc 2



4.2.2.2 Programmation du Bloc 2

```
#include <SoftwareSerial.h> // Librairie pour la communication serie pre-telechargee dans
                            // Arduino IDE
#include <DS3231.h>         // Librairie pour le module RTC DS3231 (telechargeable sur
                            // http://www.rinkydinkelectronics.com/no_deep_linking.php?
                            // file=DS3231.zip, consulte le 24/07/2018)

////// Declaration RTC
DS3231 rtc(SDA, SCL);

void Initialize_RTC()
{
  // Initialisation du RTC
  rtc.begin();

  //Declaration de la date et l'heure
  rtc.setDOW(SUNDAY);       // Jour de la semaine
  rtc.setDate(01, 1, 2018); // Date
  rtc.setTime(00, 00, 00);  // heure (format 24 heures)
}

void setup() {
  Serial.begin(115200);

  //RTC
  Initialize_RTC();

  delay(2000);  // Attendre 2 secondes que l'initialisation soit bien terminee
}

void loop() {
  Serial.print(rtc.getDateStr());   // Afficher la date
  Serial.print(", ");
  Serial.println(rtc.getTimeStr()); // Afficher l'heure

  delay(100);                       // Attendre 0,1 s entre chaque iteration de la boucle
}
```

4.2.3 Bloc 3 : Dispositif OBD2

La figure ci-dessous (Fig. 4.7) reprend le câblage du Bloc 3 : Dispositif OBD2.

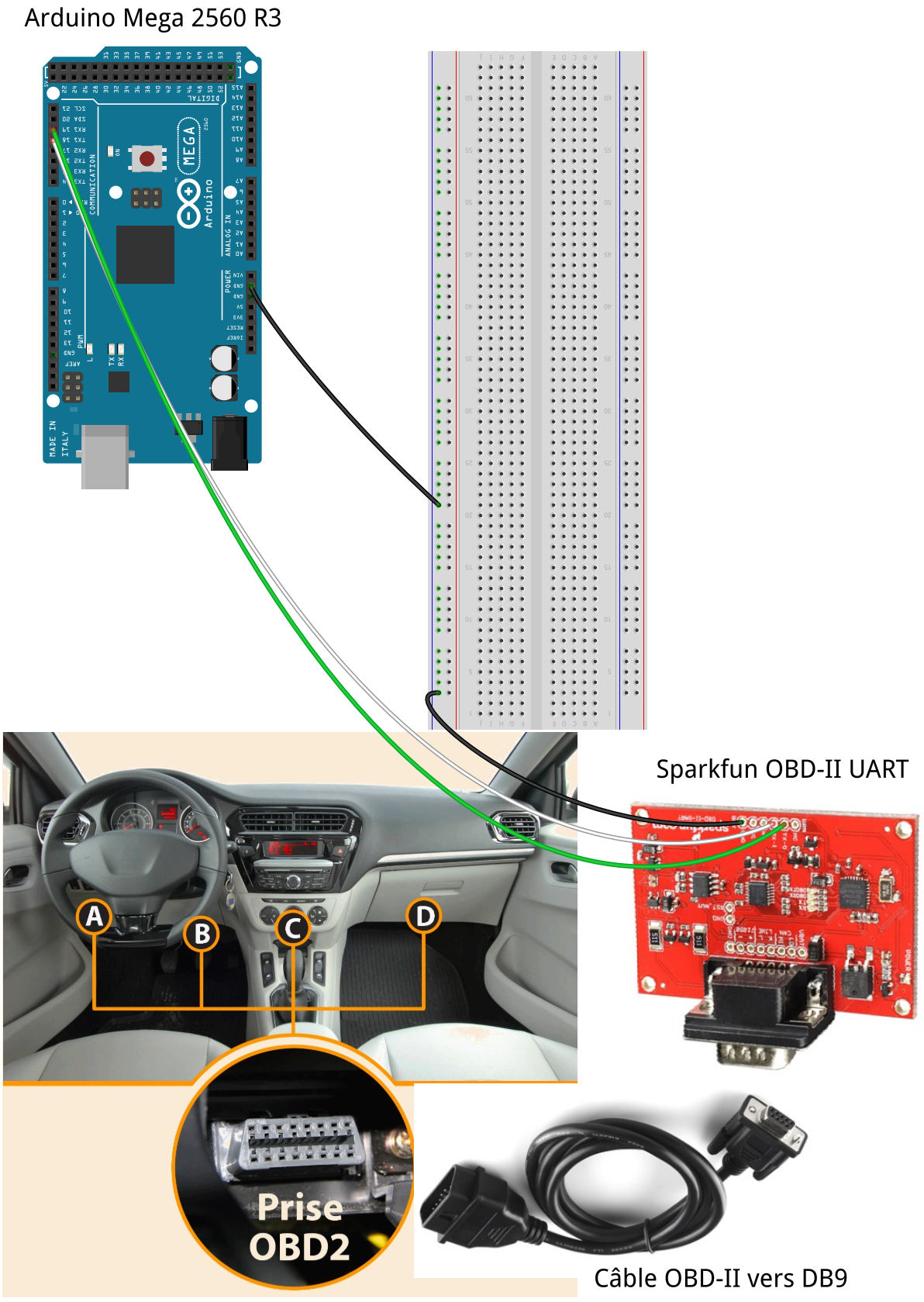
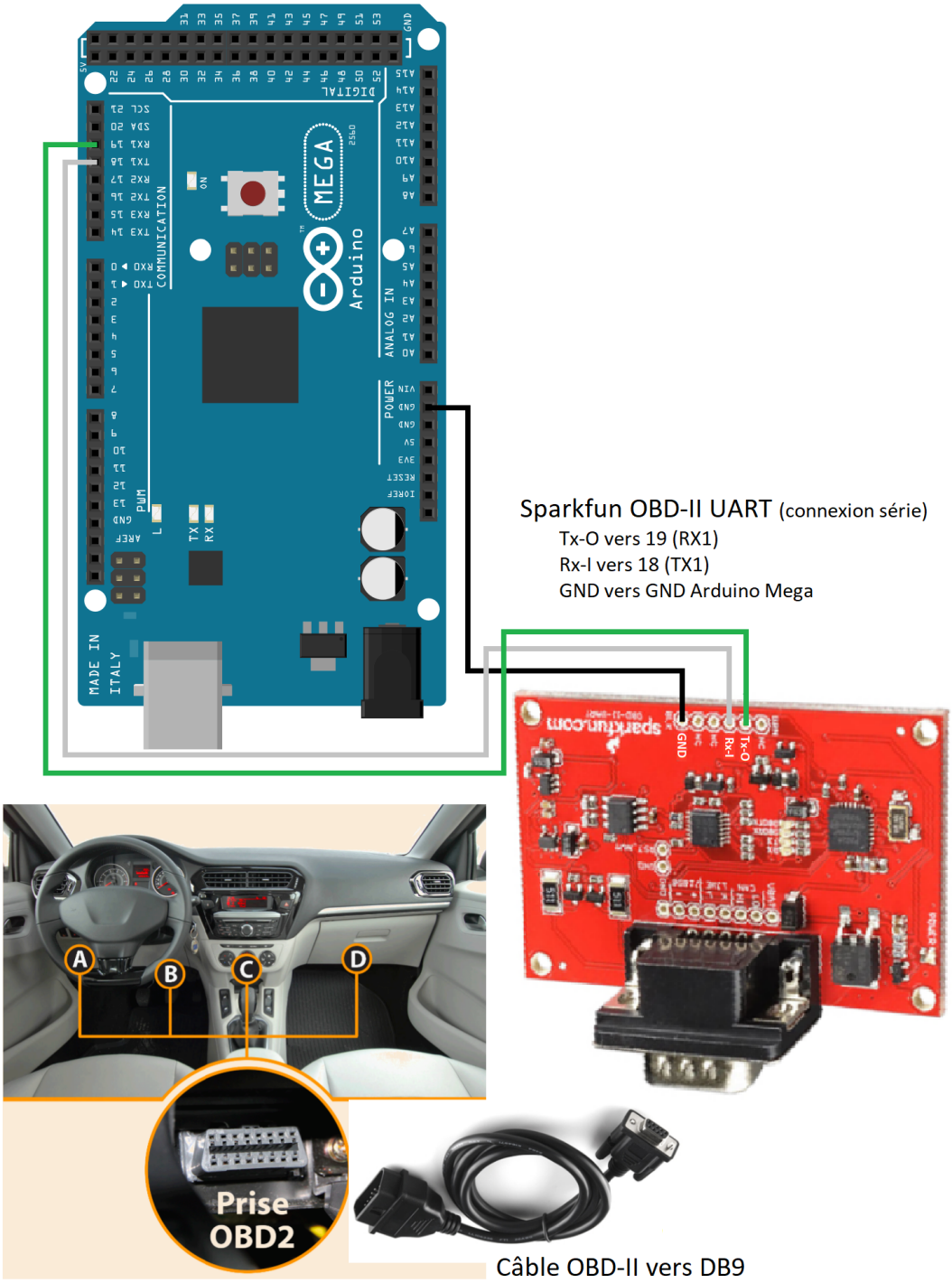


FIGURE 4.7 – Câblage du Bloc 3 : Dispositif OBD2.

4.2.3.1 Connexions du Bloc 3



4.2.3.2 Programmation du Bloc 3

```
#include <SoftwareSerial.h> // Librairie pour la communication serie pre-telechargee dans
                            // Arduino IDE
#include <ELM327.h>         // Librairie pour l'OBD (telechargeable sur
                            // https://github.com/irvined1982/arduino-ELM327/blob/master/
                            // ELM327.h, consulte le 24/07/2018)

////// Declaration ELM327

#define ELM_TIMEOUT 9000
#define ELM_BAUD_RATE 9600
#define ELM_PORT Serial1
Elm327 Elm;
// Initialisation du buffer
char rxData[20];
char rxIndex = 0;
// Commandes correspondant aux PIDs
static const char cmds[][6] = {"0104\r", "0105\r", "010B\r", "010C\r", "010D\r", "010E\r"
  , "010F\r", "0110\r", "0124\r", "0125\r", "012C\r", "012D\r", "0146\r", "015D\r", "015E
  \r"};
const int nbr_cmds = 15;
char cmdnames[][30] = {"ENGINE_LOAD", "ENGINE_TEMP", "INTAKE_MAP", "RPM", "SPEED", "
  TIMING_ADVANCE", "INTAKE_TEMP", "MAF_FLOW", "OX_SENS_1_LV", "OX_SENS_2_LV", "
  COMMANDED_EGR", "EGR_ERROR", "AMBIENT_AIR", "FUEL_INJEC_TIMING", "FUEL_RATE"};
char buf[128];

void OBD_init(void)
{
  delay(2000);            // Attendre 2 secondes avant de 'reset' l'OBD
  Serial1.print("ATZ\r"); // 'Reset' de l'OBD
  OBD_read();
  Serial1.print("ATE0\r");
  OBD_read();
  Serial1.flush();
}

void OBD_read(void)
{
  char c;
  c = 0;
  rxData[0] = 0;
  do {
    if (Serial1.available() > 0)
    {
      c = Serial1.read();
      if ((c != '>') && (c != '\r') && (c != '\n')) // Retirer ces symboles du buffer
      {
        rxData[rxIndex++] = c;                      // On rajoute tout ce qu'on recoit du
                                                    // buffer
      }
    }
  } while (c != '>');                               // L'ELM327 annonce la fin de sa
                                                    // reponse avec ce symbole

  for (byte i = 4; i < rxIndex ; i++) {             // On enleve les 4 premiers bytes qui
                                                    // correspondent a la commande
  Serial.print(rxData[i]);                          // On affiche les bytes recus
  }
  Serial.print(",");
  rxData[rxIndex++] = '\0';                         // On convertit le byte en string
  rxIndex = 0;                                      // On remet a 0 pour 'nettoyer' le
                                                    // buffer
  Serial1.flush();
}

```

```
61 void setup() {
62   Serial.begin(115200);
63   Serial1.begin(9600); //Connection hardware Sparkfun OBD-II UART a l'OBD
64
65   //OBD
66   OBD_init();
67
68   delay(2000);          // Attendre 2 secondes que l'initialisation soit bien terminee
69 }
70
71 void loop() {
72
73   // OBD
74   // On parcourt les commandes
75   for (byte i = 0; i < nbr_cmds ; i++) {
76
77   Serial.print(cmdnames[i]);
78   Serial.print(": ");
79   //On supprime toutes donnees restantes dans le port serie
80     while (Serial1.read() >= 0)
81     {
82
83     }
84     Serial1.print(cmds[i]); // On affiche le nom de la commande
85
86     OBD_read();              // On affiche le resultat de l'OBD
87     if (i != nbr_cmds-1)
88       {
89         Serial.print(",");
90       }
91     }
92   Serial.println();
93 }
```

4.2.4 Bloc 4 : Thermocouples

La figure ci-dessous (Fig. 4.8) reprend le câblage du Bloc 4 : Thermocouples.

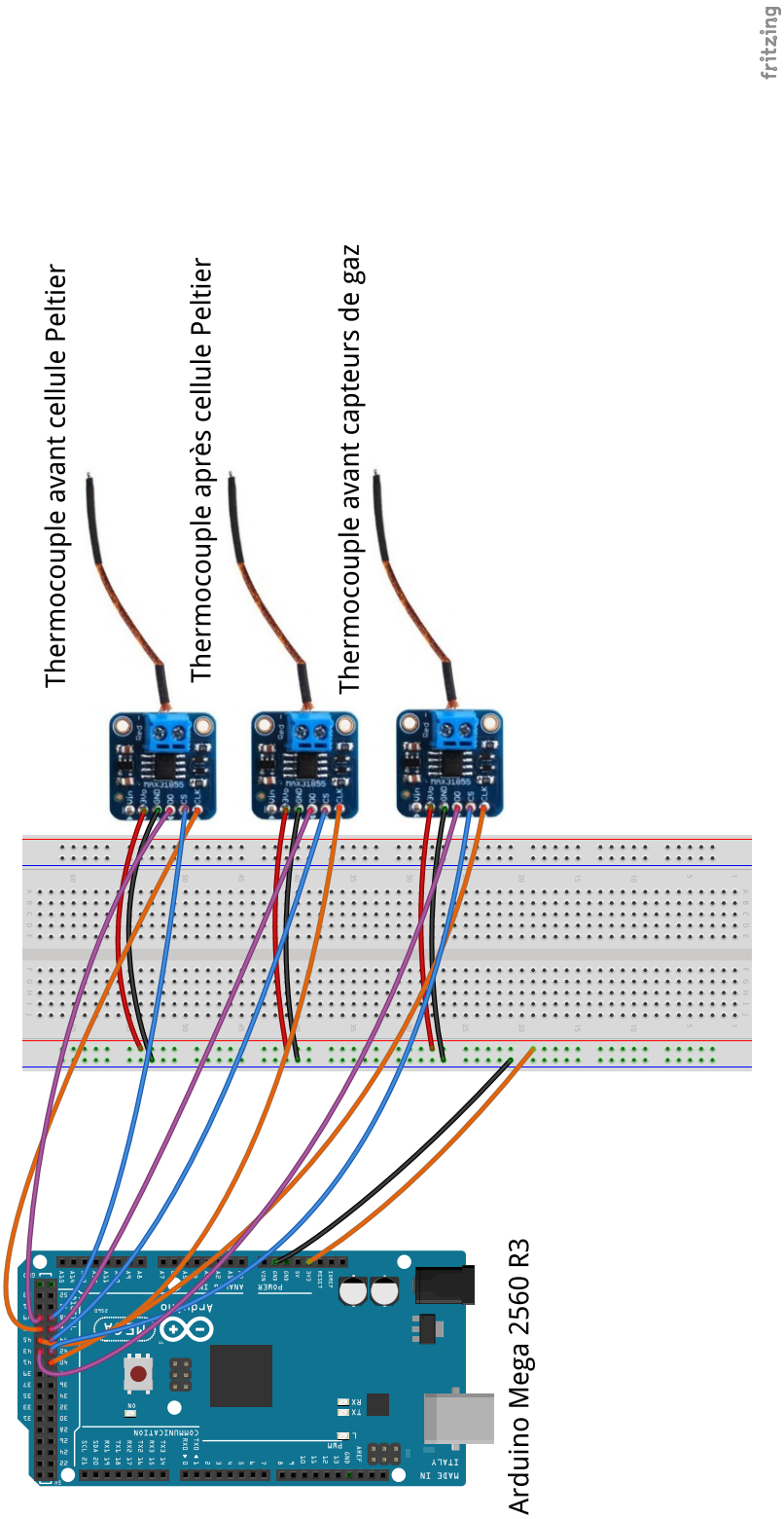
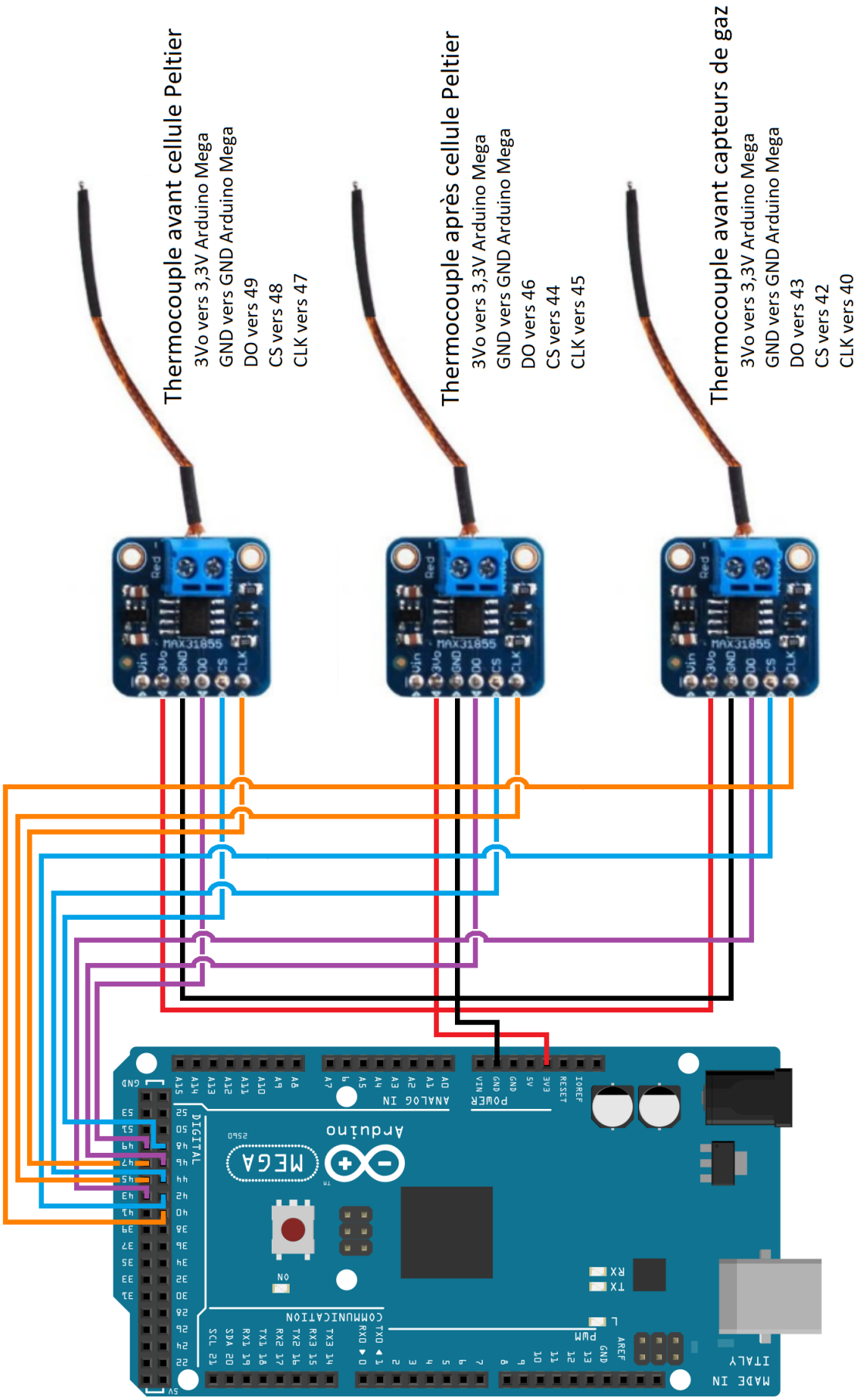


FIGURE 4.8 – Câblage du Bloc 4 : Thermocouples.

4.2.4.1 Connexions du Bloc 4



4.2.4.2 Programmation du Bloc 4

```
#include <SoftwareSerial.h>    // Librairie pour la communication serie pre-telechargee dans
                               // Arduino IDE
#include "Adafruit_MAX31855.h" // Librairie pour le shield MAX31855 supportant les
                               // thermocouples de type K (telechargeable sur
                               // https://github.com/adafruit/Adafruit-MAX31855-library,
                               // consulte le 24/07/2018)

//////// Declaration des thermocouples

// Thermocouple 1 : avant cellule Peltier
    #define DO_1   49
    #define CS_1   48
    #define CLK_1  47
    Adafruit_MAX31855 thermocouple_1(CLK_1, CS_1, DO_1);

// Thermocouple 2 : apres cellule Peltier
    #define DO_2   46
    #define CS_2   44
    #define CLK_2  45
    Adafruit_MAX31855 thermocouple_2(CLK_2, CS_2, DO_2);

// Thermocouple 3 : avant capteurs de gaz
    #define DO_3   43
    #define CS_3   42
    #define CLK_3  40
    Adafruit_MAX31855 thermocouple_3(CLK_3, CS_3, DO_3);

void setup() {

   Serial.begin(115200);
}

void loop() {

////// Thermocouples

int nbtTCPL = 3;
// Initialise les variables des thermocouples
double correctedTemp_1 = 0;
double correctedTemp_2 = 0;
double correctedTemp_3 = 0;
int k = 0;
// Les thermocouples etant de type K, ils ont ete implementes sur base de la table
// de reference N.I.S.T. relative aux thermocouples de type K ainsi que des
// coefficients de conversion tension vers temperature et temperature vers tension
// disponibles sur http://aviatechno.net/thermo/table_its90_typek.php
// Implementation inspiree d'exemples disponibles sur le site d'Adafruit
for (k = 0; k < nbtTCPL; k++) {

    int i = 0;
    double internalTemp = 0;
    double rawTemp = 0;
    if (k == 0) {
      internalTemp = thermocouple_1.readInternal();
      rawTemp = thermocouple_1.readCelsius();
    }
    if (k == 1) {
      internalTemp = thermocouple_2.readInternal();
      rawTemp = thermocouple_2.readCelsius();
    }
    if (k == 2) {
      internalTemp = thermocouple_3.readInternal();
      rawTemp = thermocouple_3.readCelsius();
```

```
64      }
65      double thermocoupleVoltage = 0;
66      double internalVoltage = 0;
67      double correctedTemp = 0;
68      double totalVoltage = 0;
69
70      if (isnan(rawTemp)) {
71          Serial.println("Something␣wrong␣with␣thermocouple");
72      }
73      else {
74
75          thermocoupleVoltage = (rawTemp - internalTemp)*0.041276;
76
77          if (internalTemp >= 0) {
78
79              double c[] = {-0.176004136860E-01,  0.389212049750E-01,  0.185587700320E-04,
                  -0.994575928740E-07,  0.318409457190E-09, -0.560728448890E-12,
                  0.560750590590E-15, -0.320207200030E-18,  0.971511471520E-22,
                  -0.121047212750E-25};
80
81              int cLength = sizeof(c) / sizeof(c[0]);
82
83              double a0 =  0.118597600000E+00;
84              double a1 = -0.118343200000E-03;
85              double a2 =  0.126968600000E+03;
86
87              for (i = 0; i < cLength; i++) {
88                  internalVoltage += c[i] * pow(internalTemp, i);
89              }
90              internalVoltage += a0 * exp(a1 * pow((internalTemp - a2), 2));
91          }
92          else if (internalTemp < 0) {
93              double c[] = {0.000000000000E+00,  0.394501280250E-01,  0.236223735980E-04,
                  -0.328589067840E-06, -0.499048287770E-08, -0.675090591730E-10,
                  -0.574103274280E-12, -0.310888728940E-14, -0.104516093650E-16,
                  -0.198892668780E-19, -0.163226974860E-22};
94
95              int cLength = sizeof(c) / sizeof(c[0]);
96
97              for (i = 0; i < cLength; i++) {
98                  internalVoltage += c[i] * pow(internalTemp, i) ;
99              }
100         }
101
102         totalVoltage = thermocoupleVoltage + internalVoltage;
103
104         if (totalVoltage < 0) {
105             double d[] = {0.0000000E+00, 2.5173462E+01, -1.1662878E+00, -1.0833638E+00,
                  -8.9773540E-01, -3.7342377E-01, -8.6632643E-02, -1.0450598E-02, -5.1920577E
                  -04, 0.0000000E+00};
106
107             int dLength = sizeof(d) / sizeof(d[0]);
108             for (i = 0; i < dLength; i++) {
109                 correctedTemp += d[i] * pow(totalVoltage, i);
110             }
111         }
112         else if (totalVoltage < 20.644) {
113             double d[] = {0.000000E+00, 2.508355E+01, 7.860106E-02, -2.503131E-01,
                  8.315270E-02, -1.228034E-02, 9.804036E-04, -4.413030E-05, 1.057734E-06,
                  -1.052755E-08};
114             int dLength = sizeof(d) / sizeof(d[0]);
115             for (i = 0; i < dLength; i++) {
116                 correctedTemp += d[i] * pow(totalVoltage, i);
117             }
118         }
119         else if (totalVoltage < 54.886 ) {
```

```
120             double d[] = {-1.318058E+02, 4.830222E+01, -1.646031E+00, 5.464731E-02,
                  -9.650715E-04, 8.802193E-06, -3.110810E-08, 0.000000E+00, 0.000000E+00,
                  0.000000E+00};
121             int dLength = sizeof(d) / sizeof(d[0]);
122             for (i = 0; i < dLength; i++) {
123                 correctedTemp += d[i] * pow(totalVoltage, i);
124             }
125         } else {
126
127             Serial.print("Temperature␣thermocouple␣is␣out␣of␣range.␣This␣should␣never␣
                  happen.");
128
129             correctedTemp = NAN;
130         }
131     }
132     if (k == 0) {correctedTemp_1 = correctedTemp;}
133     if (k == 1) {correctedTemp_2 = correctedTemp;}
134     if (k == 2) {correctedTemp_3 = correctedTemp;}
135 }
136 Serial.print(correctedTemp_1, 5);
137 Serial.print(",␣");
138 Serial.print(correctedTemp_2, 5);
139 Serial.print(",␣");
140 Serial.print(correctedTemp_3, 5);
141 Serial.println();
142
143 delay(100);                         // Attendre 0,1 s entre chaque iteration de la boucle
144 }
```

4.2.5 Bloc 5 : Capteurs NO, NO_2 et O_2

La figure ci-dessous (Fig. 4.9) reprend le câblage du Bloc 5 : Capteurs NO, NO_2 et O_2.

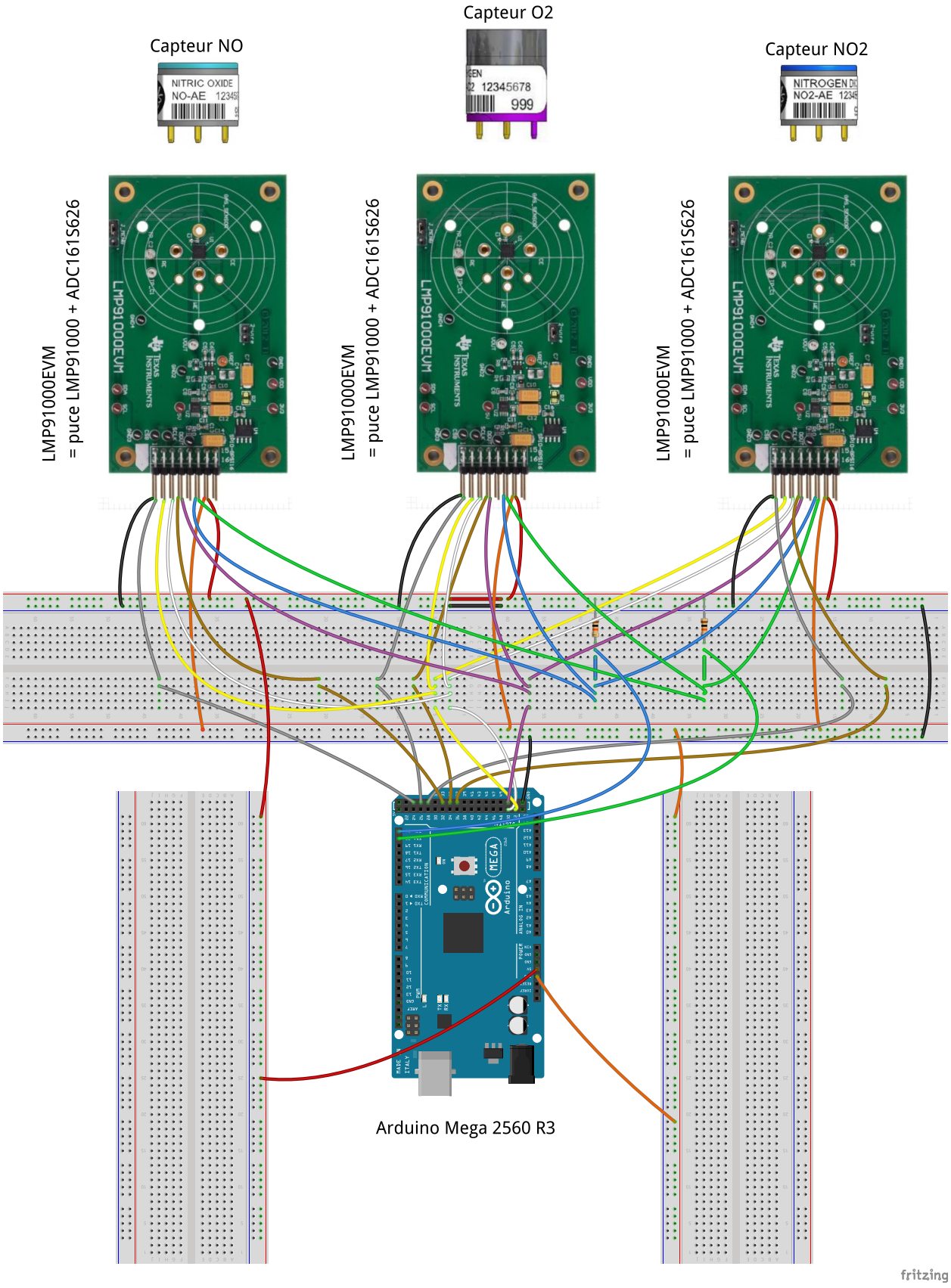
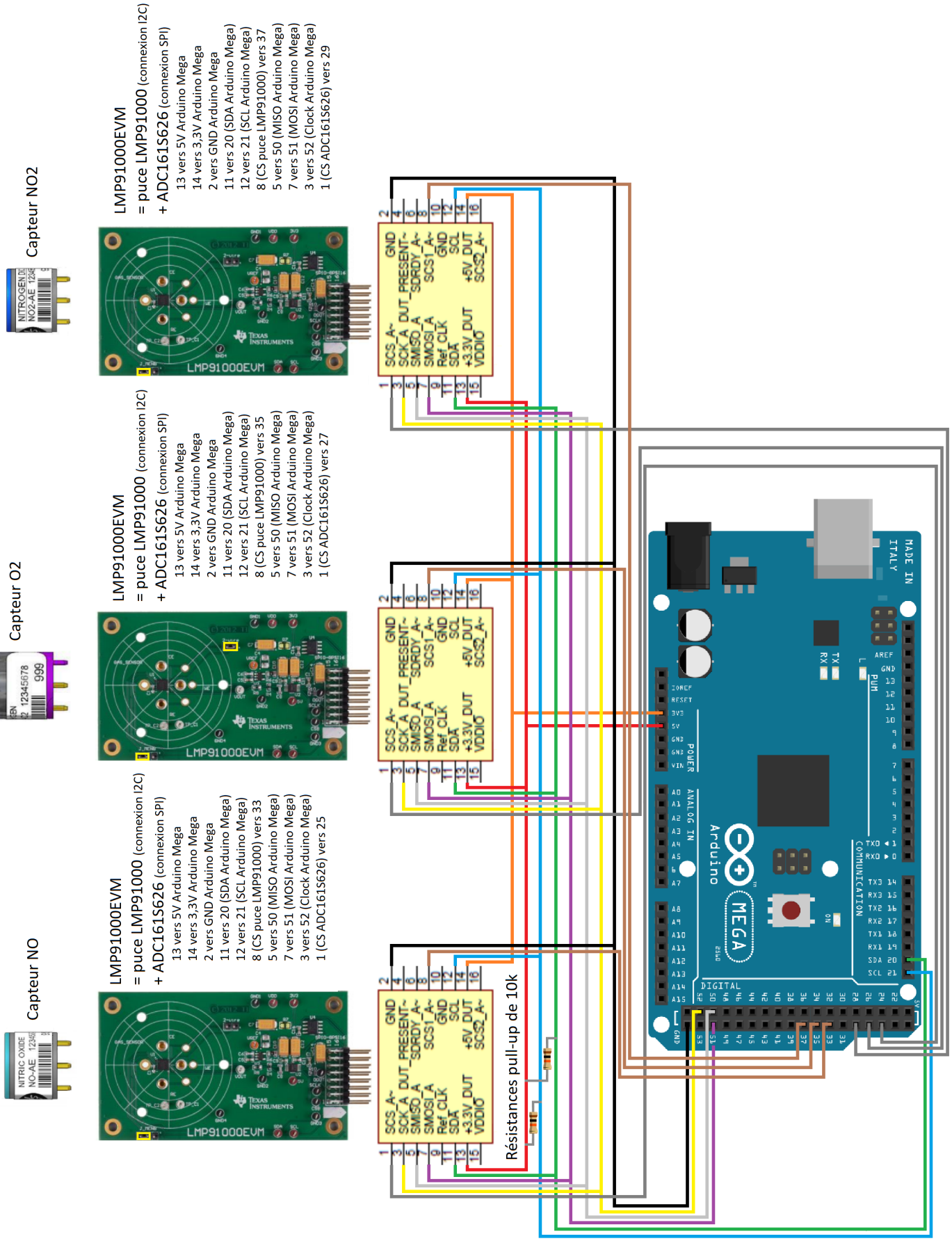


FIGURE 4.9 – Câblage du Bloc 5 : Capteurs NO, NO_2 et O_2.

4.2.5.1 Connexions du Bloc 5



4.2.5.2 Programmation du Bloc 5

```
#include <SoftwareSerial.h> // Librairie pour la communication serie pre-telechargee dans
                            // Arduino IDE
#include <SPI.h>            // Librairie pour communication SPI pre-telechargee dans
                            // Arduino IDE
#include "LMP91000.h"       // Librairie pour la puce LMP91000 du module d'evaluation
                            // LMP91000EVM (telechargeable sur https://github.com/
                            // WickedDevice/LMP91000, consulte le 25/07/2018)

//////// Declaration capteurs
LMP91000 lmp91000;

const int spi_ssO2 = 27;                  // declaration de la pin SPI SS
const int spi_ssNO = 25;                  // declaration de la pin SPI SS
const int spi_ssNO2 = 29;                 // declaration de la pin SPI SS

const int i2c_ssO2 = 35;                  // declaration de la pin I2C SS
const int i2c_ssNO = 33;                  // declaration de la pin I2C SS
const int i2c_ssNO2 = 37;                 // declaration de la pin I2C SS

uint8_t byte_0O2, byte_1O2, byte_2O2;     // premier, deuxieme et troisieme byte lu
uint8_t byte_0NO, byte_1NO, byte_2NO;     // premier, deuxieme et troisieme byte lu
uint8_t byte_0NO2, byte_1NO2, byte_2NO2; // premier, deuxieme et troisieme byte lu

uint16_t spi_bytesO2;                     // trame de 16 bits
uint16_t spi_bytesNO;                     // trame de 16 bits
uint16_t spi_bytesNO2;                    // trame de 16 bits

double v_outO2 = 0;                       // voltage en decimal
double v_outNO = 0;                       // voltage en decimal
double v_outNO2 = 0;                      // voltage en decimal

float vref = 2*2.5;                       // 2.5V est la tension a la pin de reference de
                                          // l'ADC161S626 du module d'evaluation
                                            LMP91000EVM

void setup() {
  Serial.begin(115200);

  // Initiation des parametres des puces LMP91000 des modules d'evaluation LPM91000EVM
  // (parametres determines via le logiciel on line WEBENCH Sensor AFE Designer de
  // Texas Instruments disponible a l'adresse http://www.ti.com/design-tools/
  // signal-chain-design/sensors-overview.html, consulte le 25/07/2018)
  Wire.begin();
  pinMode(i2c_ssO2, OUTPUT);  digitalWrite(i2c_ssO2, HIGH);
  pinMode(i2c_ssNO, OUTPUT);  digitalWrite(i2c_ssNO, HIGH);
  pinMode(i2c_ssNO2, OUTPUT); digitalWrite(i2c_ssNO2, HIGH);
  digitalWrite(i2c_ssO2, LOW); // select O2

      // parametres pour O2
      uint8_t resO2 = lmp91000.configure(
            LMP91000_TIA_GAIN_7K | LMP91000_RLOAD_50OHM,
            LMP91000_REF_SOURCE_EXT | LMP91000_INT_Z_67PCT
                  | LMP91000_BIAS_SIGN_POS | LMP91000_BIAS_0PCT,
            LMP91000_FET_SHORT_DISABLED | LMP91000_OP_MODE_AMPEROMETRIC
      );

  digitalWrite(i2c_ssO2, HIGH); digitalWrite(i2c_ssNO, LOW); // selectionne NO

      // parametres pour NO
      uint8_t resNO = lmp91000.configure(
            LMP91000_TIA_GAIN_3P5K | LMP91000_RLOAD_100OHM,
            LMP91000_REF_SOURCE_EXT | LMP91000_INT_Z_20PCT
                  | LMP91000_BIAS_SIGN_POS | LMP91000_BIAS_12PCT,
            LMP91000_FET_SHORT_DISABLED | LMP91000_OP_MODE_AMPEROMETRIC
```

```
64        );
65
66    digitalWrite(i2c_ssNO, HIGH); digitalWrite(i2c_ssNO2, LOW); // selectionne NO2
67
68        // parametres pour NO2
69        uint8_t resNO2 = lmp91000.configure(
70              LMP91000_TIA_GAIN_35K | LMP91000_RLOAD_10OHM,
71              LMP91000_REF_SOURCE_EXT | LMP91000_INT_Z_67PCT
72                    | LMP91000_BIAS_SIGN_POS | LMP91000_BIAS_0PCT,
73              LMP91000_FET_SHORT_DISABLED | LMP91000_OP_MODE_AMPEROMETRIC
74        );
75
76        digitalWrite(i2c_ssNO2, HIGH); // selectionne O2
77
78    pinMode(spi_ssO2, OUTPUT);      // definir pin SPI SS comme output
79    digitalWrite(spi_ssO2, HIGH);
80    pinMode(spi_ssNO, OUTPUT);      // definir pin SPI SS comme output
81    digitalWrite(spi_ssNO, HIGH);
82    pinMode(spi_ssNO2, OUTPUT);     // definir pin SPI SS comme output
83    digitalWrite(spi_ssNO2, HIGH);
84
85    SPI.begin();                    // commencer la communication SPI
86
87    delay(2000);  // Attendre 2 secondes que l'initialisation soit bien terminee
88 }
89
90 void loop() {
91 ////// Transmission O2
92    // Parametres de la transmission SPI
93    SPI.beginTransaction(SPISettings(1000000, MSBFIRST, SPI_MODE3));
94
95    digitalWrite(spi_ssO2, LOW); // selectionne O2
96
97    byte_0O2 = SPI.transfer(0); // 8 premiers bits de la transmission
98    byte_1O2 = SPI.transfer(0); // 8 bits suivants
99    byte_2O2 = SPI.transfer(0); // 8 bits suivants
100
101   digitalWrite(spi_ssO2, HIGH); // deselectionne O2
102
103   SPI.endTransaction(); // fin de la transmission
104
105   // Selection des bits d'information sur base de la datasheet de l'ADC161S626
106   // (ADC 16-bit shifted 15-bit)
107   spi_bytesO2 = ( ( ((byte_0O2) & B00111111 )<<9) + (byte_1O2 <<1) + ( byte_2O2 >>7) );
108
109   // calcul du voltage en sortie (2^N-1 = 2^15-1 = 32767)
110   v_outO2 = (float(spi_bytesO2) * (vref/32767.0))-2.5;
111   delay(100);
112
113 ////// Transmission NO
114   // Parametres de la transmission SPI
115   SPI.beginTransaction(SPISettings(1000000, MSBFIRST, SPI_MODE3));
116
117   digitalWrite(spi_ssNO, LOW); // selectionne NO
118
119   byte_0NO = SPI.transfer(0); // 8 premiers bits de la transmission
120   byte_1NO = SPI.transfer(0); // 8 bits suivants
121   byte_2NO = SPI.transfer(0); // 8 bits suivants
122
123   digitalWrite(spi_ssNO, HIGH); // deselectionne NO
124
125   SPI.endTransaction(); // fin de la transmission
126
127   // Selection des bits d'information sur base de la datasheet de l'ADC161S626
128   // (ADC 16-bit shifted 15-bit)
129   spi_bytesNO = ( ( ((byte_0NO) & B00111111 )<<9) + (byte_1NO <<1) + ( byte_2NO >>7) );
```

```
130
131   // calcul du voltage en sortie (2^N-1 = 2^15-1 = 32767)
132   v_outNO = (float(spi_bytesNO) * (vref/32767.0))-2.5;
133   delay(100);
134
135 ////// Transmission NO2
136   // Parametres de la transmission SPI
137   SPI.beginTransaction(SPISettings(1000000, MSBFIRST, SPI_MODE3));
138
139   digitalWrite(spi_ssNO2, LOW); // selectionne NO2
140
141   byte_0NO2 = SPI.transfer(0); // 8 premiers bits de la transmission
142   byte_1NO2 = SPI.transfer(0); // 8 bits suivants
143   byte_2NO2 = SPI.transfer(0); // 8 bits suivants
144
145   digitalWrite(spi_ssNO2, HIGH); // deselectionne NO2
146
147   SPI.endTransaction(); // fin de la transmission
148
149   // Selection des bits d'information sur base de la datasheet de l'ADC161S626
150   // (ADC 16-bit shifted 15-bit)
151   spi_bytesNO2 = ( ( ((byte_0NO2) & B00111111 )<<9) + (byte_1NO2 <<1) + ( byte_2NO2 >>7)
        );
152
153   // Calcul du voltage en sortie (2^N-1 = 2^15-1 = 32767)
154   v_outNO2 = (float(spi_bytesNO2) * (vref/32767.0))-2.5;
155   delay(100);
156
157   // On affiche les voltages obtenus
158   Serial.print(v_outO2, 7);
159   Serial.print(",␣");
160   Serial.print(v_outNO, 7);
161   Serial.print(",␣");
162   Serial.println(v_outNO2, 7);
163
164   delay(100); // Attendre 0,1 s entre chaque iteration de la boucle
165 }
```

4.2.6 Bloc 6 : Capteur CO_2 et humidité relative

La figure ci-dessous (Fig. 4.10) reprend le câblage du Bloc 6 : Capteur CO_2 et humidité relative.

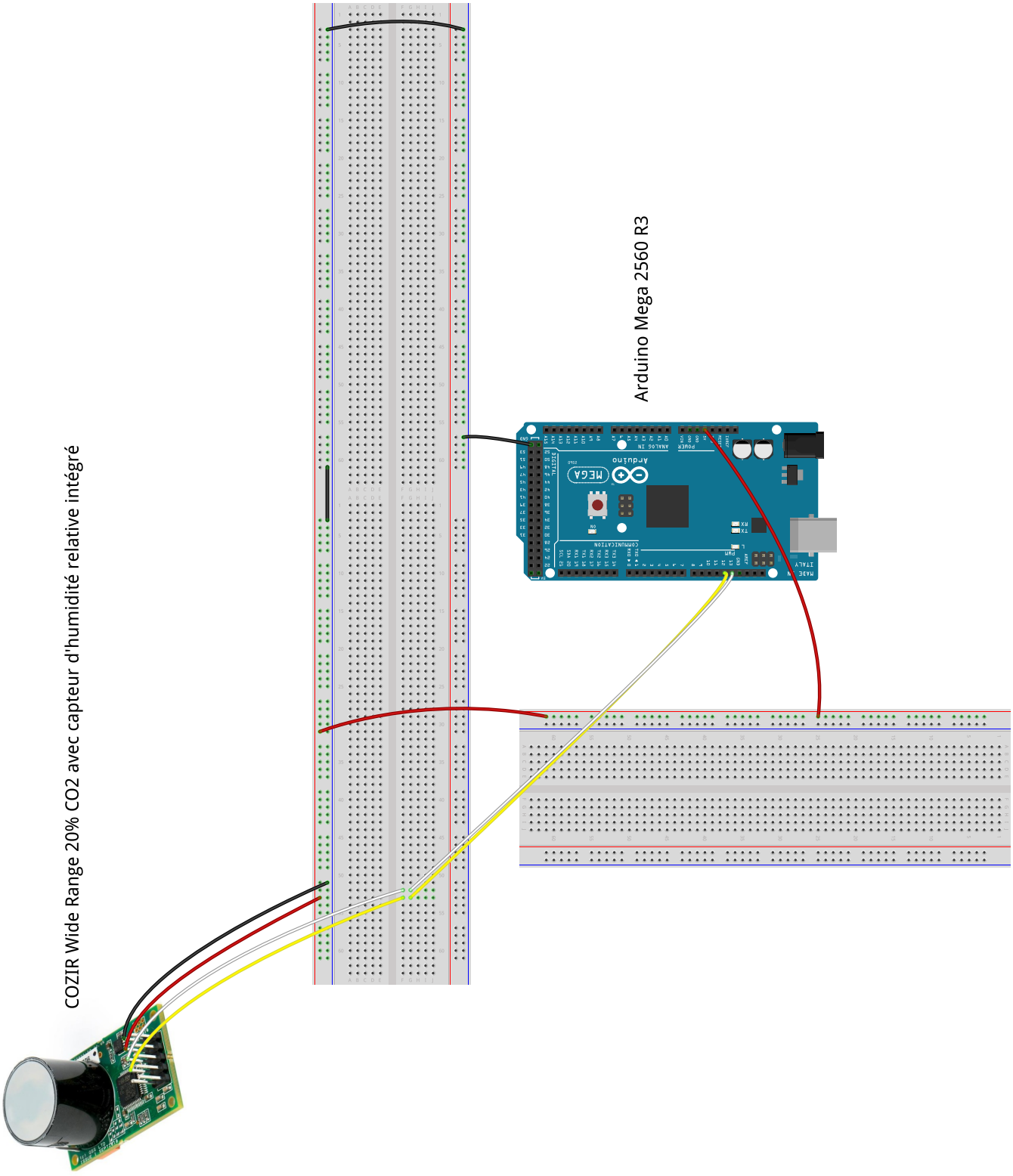
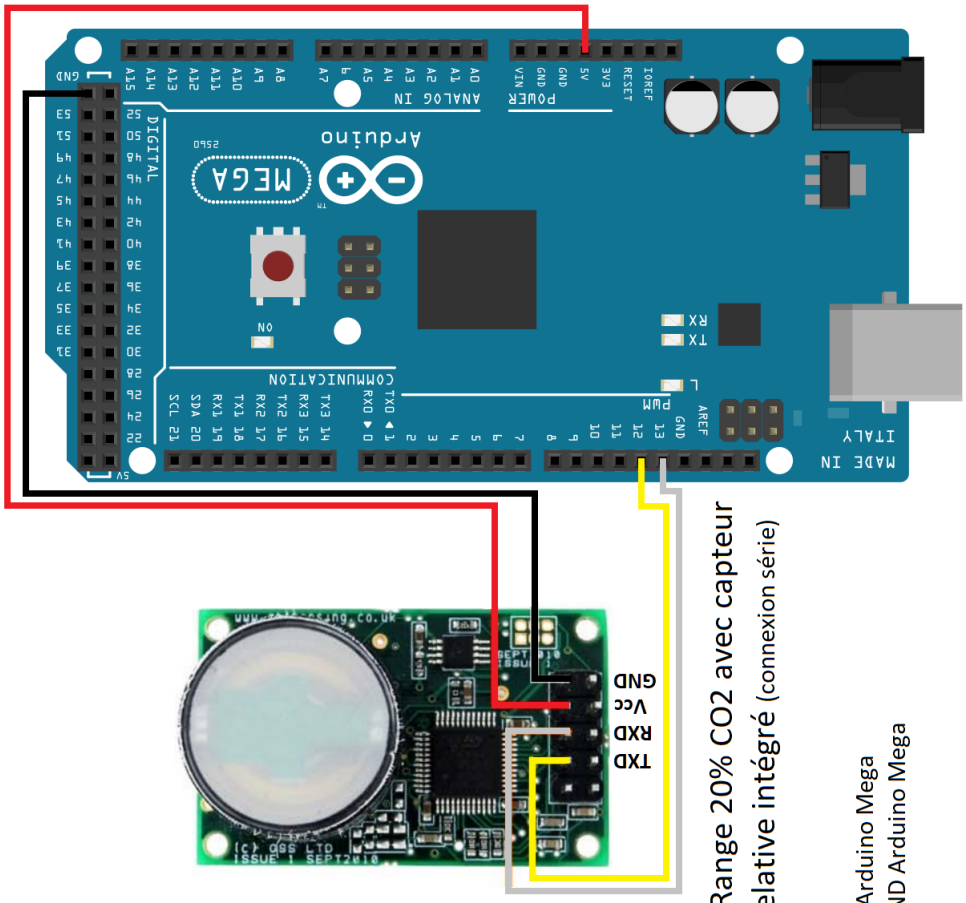


FIGURE 4.10 – Câblage du Bloc 6 : Capteur CO_2 et humidité relative.

4.2.6.1 Connexions du Bloc 6



4.2.6.2 Programmation du Bloc 6

```
#include <SoftwareSerial.h> // Librairie pour la communication serie pre-telechargee dans
                            // Arduino IDE
#include "cozir.h"          // Librairie pour le COZIR (telechargeable sur
                            // https://github.com/roder/cozir, consulte le 25/07/2018)

////// Declaration capteur COZIR
SoftwareSerial nss(12,13);
COZIR czr(nss);
double multiplier = 10; // COZIR 20%

void setup() {
  Serial.begin(115200);

  // COZIR
  czr.SetOperatingMode(CZR_POLLING);
  czr.SetOperatingMode(CZR_STREAMING);

  delay(2000);          // Attendre 2 secondes que l'initialisation soit bien terminee
}

void loop() {
////// COZIR
  float t = czr.Celsius();        // Temperature
  float h = czr.Humidity();       // Humidite
  float c = czr.CO2()*multiplier; // CO2

  // On affiche les valeurs obtenues
  Serial.print(t,5);
  Serial.print(", ");
  Serial.print(h);
  Serial.print(", ");
  Serial.println(c,7);

  delay(100); // Attendre 0,1 s entre chaque iteration de la boucle
}
```

4.2.7 Bloc 7 : Débitmètre

La figure ci-dessous (Fig. 4.11) reprend le câblage du Bloc 7 : Débitmètre.

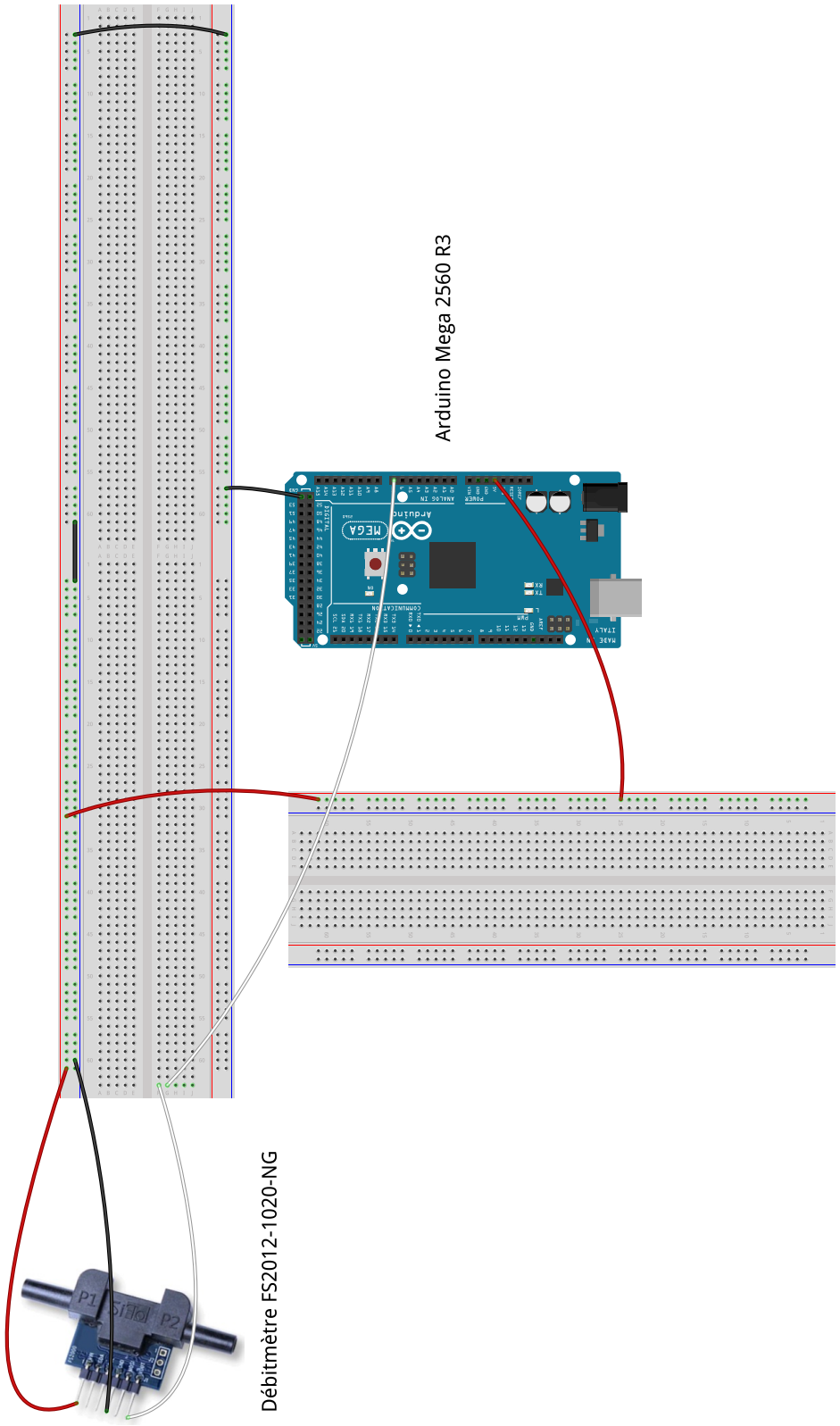
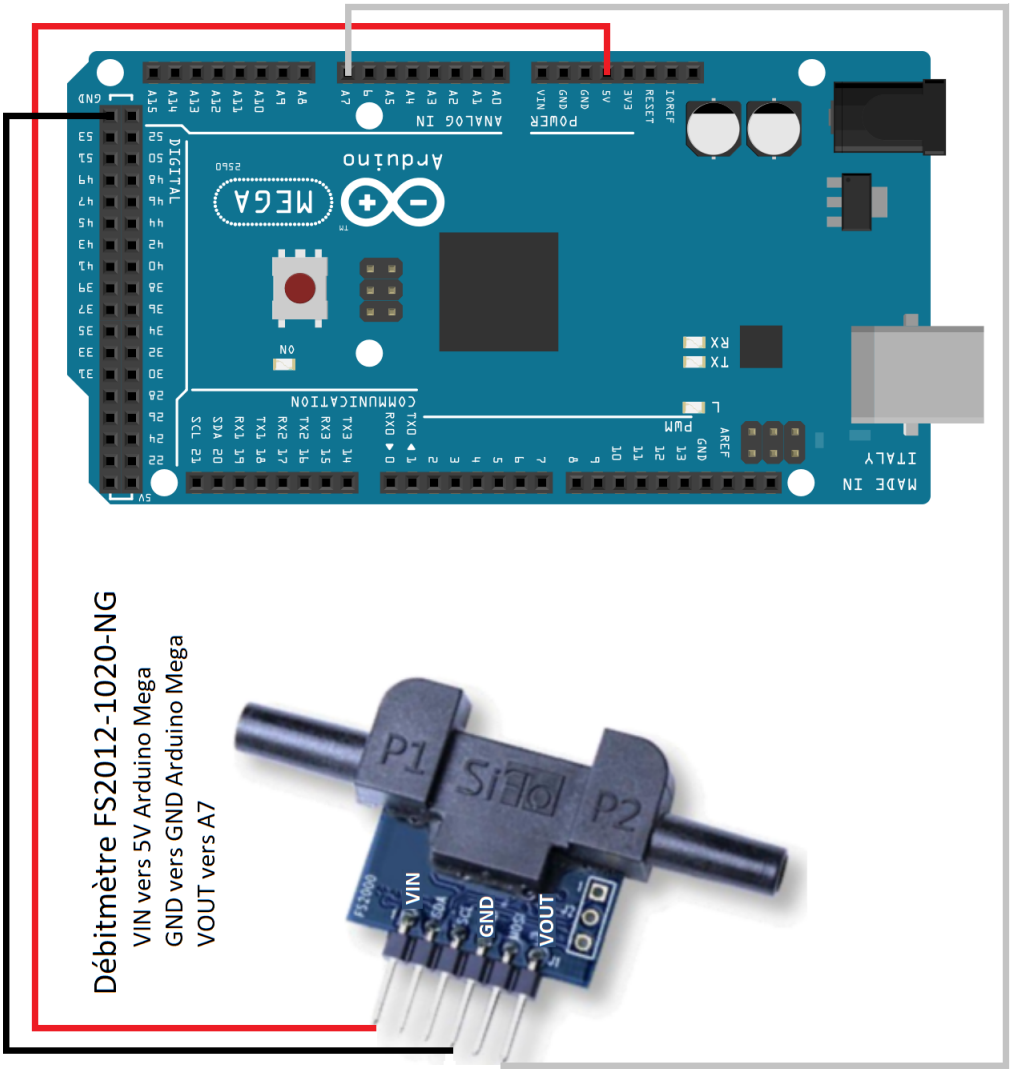


FIGURE 4.11 – Câblage du Bloc 7 : Débitmètre.

4.2.7.1 Connexions du Bloc 7



4.2.7.2 Programmation du Bloc 7

```
#include <SoftwareSerial.h> // Librairie pour la communication serie pre-telechargee dans
                            // Arduino IDE

void setup() {
  Serial.begin(115200);

  delay(2000); // Attendre 2 secondes que l'initialisation soit bien terminee
}

void loop() {
  ////// Debit
  int sensorValue = analogRead(A7); // Lire la valeur de la pin 7
  // Convertit la valeur de la pin 7 (allant de 0 a 1023) en voltage (allant de 0 a 5V)
  float v_outdebit = sensorValue * (5.0 / 1023.0);
  // Convertit le voltage en debit
  float debit = v_outdebit*0.4;     // Voir datasheet debitmetre FS2012-1020-NG

  // On affiche le debit obtenu
  Serial.print(debit,7);

  delay(100); // Attendre 0,1 s entre chaque iteration de la boucle
}
```

4.2.8 Bloc 8 : Carte mémoire

La figure ci-dessous (Fig. 4.12) reprend le câblage du Bloc 8 : Carte mémoire.

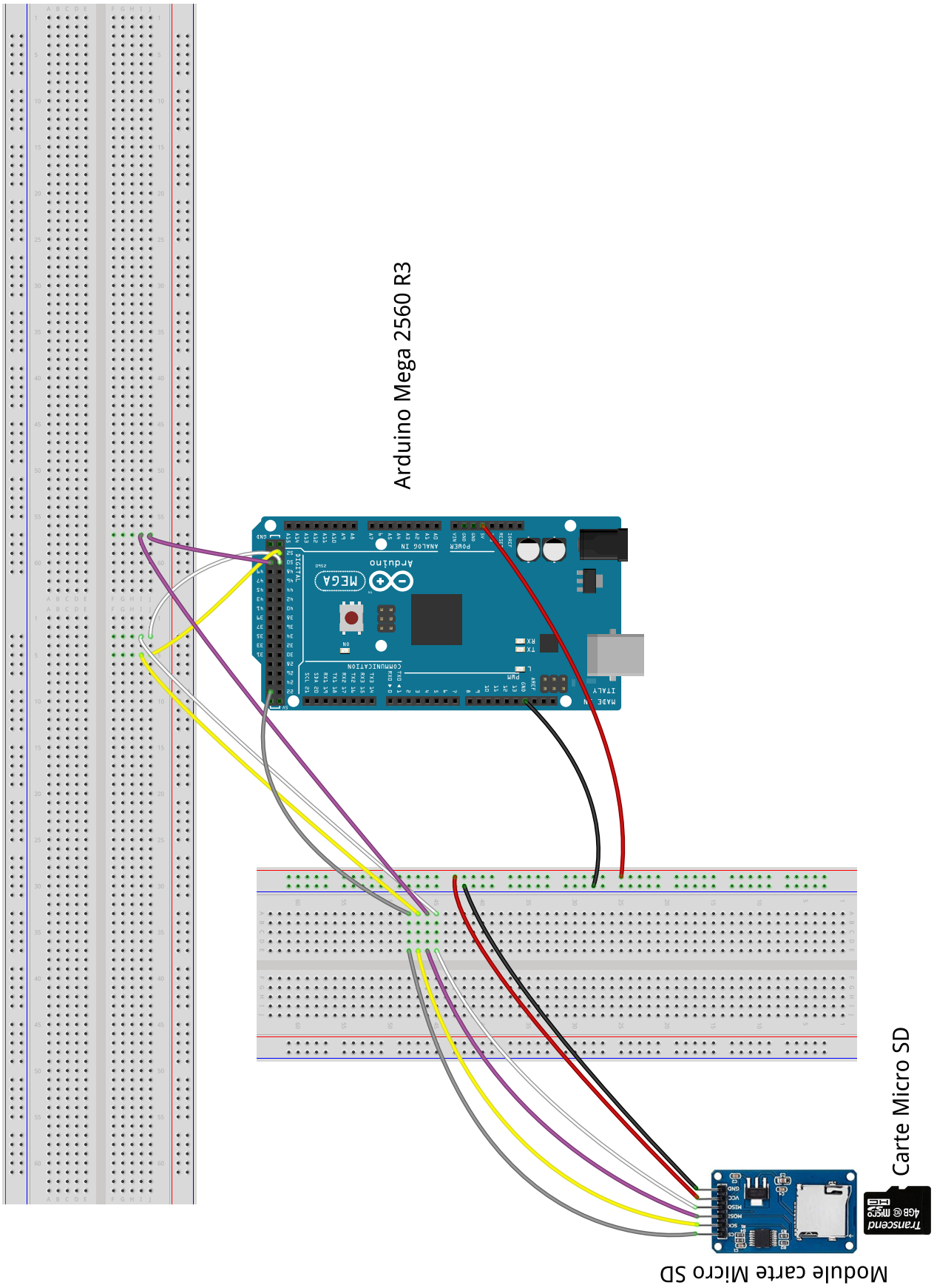
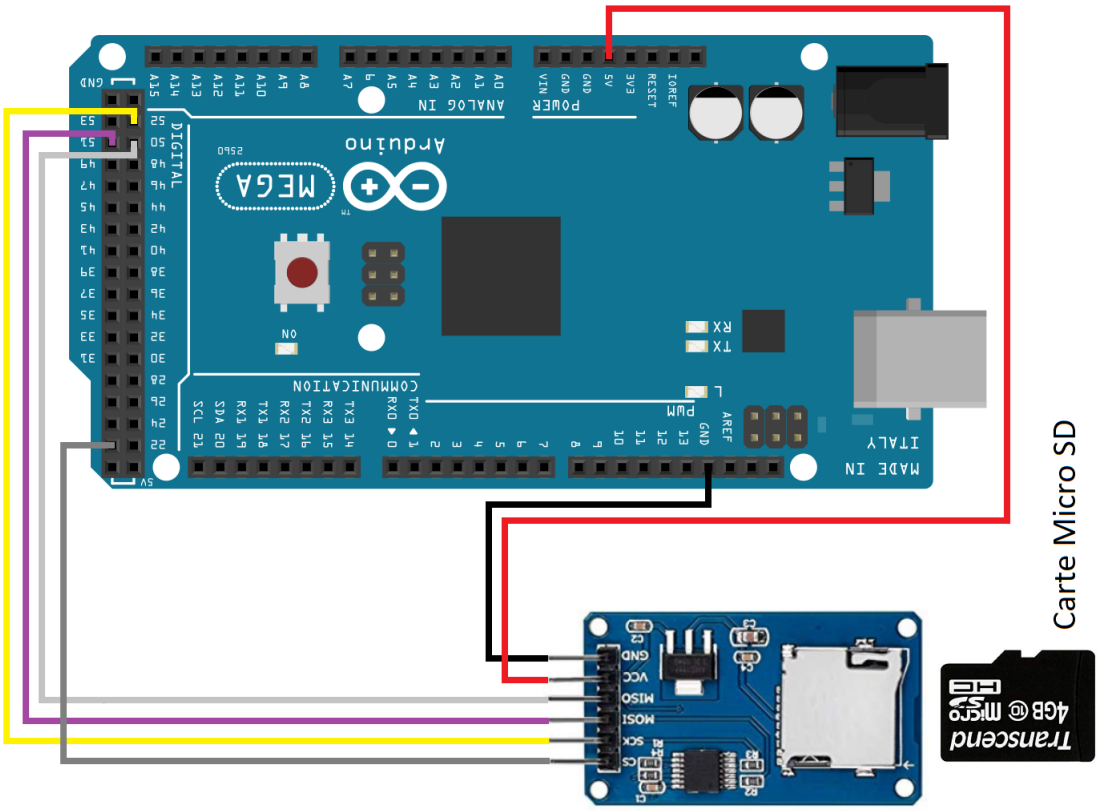


FIGURE 4.12 – Câblage du Bloc 8 : Carte mémoire.

4.2.8.1 Connexions du Bloc 8



4.2.8.2 Programmation du Bloc 8

```
#include <SD.h> //Librairie pour carte SD pre-telechargee dans Arduino IDE

////// Declaration carte SD
const int spi_ssSD = 23; // declaration de la pin SD SS

////// Declaration noms des commandes pour l'OBD
const int nbr_cmds = 15;
char cmdnames[][30] = {"ENGINE_LOAD", "ENGINE_TEMP", "INTAKE_MAP", "RPM","SPEED", "
  TIMING_ADVANCE", "INTAKE_TEMP", "MAF_FLOW", "OX_SENS_1_LV", "OX_SENS_2_LV", "
  COMMANDED_EGR", "EGR_ERROR", "AMBIENT_AIR", "FUEL_INJEC_TIMING", "FUEL_RATE"};

void Initialize_SDcard()
{
  digitalWrite(spi_ssSD, LOW); // debut de la communication avec la carte SD
  delay(1000);
  // On regarde si la carte SD est detectee
  if (!SD.begin(spi_ssSD)) {
    Serial.println("Card␣failed,␣or␣not␣present");
    return;
  }

  // On ouvre le fichier.txt
  File dataFile = SD.open("NATIO.txt", FILE_WRITE);
  // Si il est disponible, on ecrit dessus
  if (dataFile) {
    //On ecrit d'abord la ligne contenant le nom des variables
    dataFile.print("Date,Temps,TemperatureBP,TemperatureAP,TemperatureCG,TemperatureCO2,
      Humidity,capt1_NO2,capt2_O2,capt3_NO,capt4_CO2,Debit");
    // On rajoute les PIDs
    for (byte i = 0; i < nbr_cmds ; i++) {
      dataFile.print(",");
      dataFile.print(cmdnames[i]);
    }
    dataFile.println();
    dataFile.close();
    digitalWrite(spi_ssSD, HIGH); // fin de la communication avec la carte SD
  }
}

void setup() {
  // SD
  Initialize_SDcard();
  pinMode(spi_ssSD, OUTPUT);    // Definir la pin controle SD comme output
  digitalWrite(spi_ssSD, HIGH); // Pin controle SD circuit ouvert

  delay(2000);  // Attendre 2 secondes que l'initialisation soit bien terminee
}

void loop() {
  // SD
  digitalWrite(spi_ssSD, LOW); // debut de la communication avec la carte SD
  delay(100);

  File dataFile = SD.open("TEST.txt", FILE_WRITE);
  if (dataFile) {
    // On enregistre toutes les variables precedemment determinees
    dataFile.print(/* BLOC2 */);
    dataFile.print("␣,");
    dataFile.print(/* BLOC3 */);
    dataFile.print(",␣");
    dataFile.print(/* BLOC4 */);
    dataFile.print(",␣");
    dataFile.print(/* BLOC5 */);
    dataFile.print(",␣");
```

```
62      dataFile.print(/* BLOC6 */);
63      dataFile.print(",␣");
64      dataFile.println(/* BLOC7 */);
65    }
66    else
67    {
68      Serial.print("OUPS");
69    }
70 dataFile.close();
71
72 digitalWrite(spi_ssSD, HIGH); // fin de la communication avec la carte SD
73
74 delay(100); // Attendre 0,1 s entre chaque iteration de la boucle
75 }
```

4.3 Récapitulatif des données pouvant être acquises par notre système de mesures en pratique

Les tableaux 4.1 et 4.2 reprennent les données pouvant être acquises par notre système de mesures en pratique. Le tableau 4.1 reprend les données qui nous permettront de déterminer le quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement tandis que le tableau 4.2 reprend les données qui nous permettront de vérifier le bon conditionnement de l'échantillon des gaz d'échappement prélevé dans la sonde. De plus, grâce au timer, nous pourrons également vérifier la fréquence d'acquisition des données que nous avons fixée à 0,5Hz.

$VOUTdigital_{NO}$[V]	La tension à la sortie du module d'évaluation du NO
$VOUTdigital_{NO2}$[V]	La tension à la sortie du module d'évaluation du NO_2
$VOUTdigital_{O2}$[V]	La tension à la sortie du module d'évaluation de l'O_2
$[CO_2]$ non calibré [ppm_v]	La fraction volumique non calibrée en partie par million de CO_2 dans les gaz d'échappement
$\dot{m}_a$ brut [NA]	Le débit massique brut d'air entrant dans le moteur
$\dot{V}_c$ brut [NA]	Le débit volumique brut de carburant consommé
v brut [NA]	La vitesse brute du véhicule
RPM brut [NA]	Le régime brut du moteur
λ brut [NA]	Le coefficient brut d'excès d'air de la combustion
p_{adm} brut [NA]	La pression d'admission brute de l'air dans le moteur
T_{adm} brut [NA]	La température d'admission brute de l'air dans le moteur

TABLE 4.1 – Données permettant de déterminer la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement.

T_{BP}[°C]	La température de l'échantillon des gaz d'échappement avant la cellule Peltier
T_{AP}[°C]	La température de l'échantillon des gaz d'échappement après la cellule Peltier
T_{CG}[°C]	La température de l'échantillon des gaz d'échappement au niveau des capteurs de gaz
RH_{CG}[%]	L'humidité relative de l'échantillon des gaz d'échappement au niveau des capteurs de gaz
$\dot{V}_{echantillon}$[l/min]	Le débit volumique de l'échantillon des gaz d'échappement

TABLE 4.2 – Données permettant de vérifier le bon conditionnement de l'échantillon des gaz d'échappement.

Chapitre 5

Post-traitement des données

Telles que nous les avons implémentées, certaines données acquises par notre système de mesures nécessitent d'être post-traitées via Matlab avant de pouvoir être analysées [1]. Ces données avec le post-traitement à leur appliquer sont reprises dans le tableau ci-dessous :

Données acquises	**Unités d'acquisition**	**Post-traitement à appliquer**	**But**
$VOUTdigital_{NO}$	Volts	Inverser la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO}$ à $ppm_{v,NO}$	Obtenir $ppm_{v,NO}[\mu m^3/m^3]$: la fraction volumique en partie par million de NO dans les gaz d'échappement
$VOUTdigital_{NO2}$	Volts	Inverser la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2}	Obtenir $ppm_{v,NO_2}[\mu m^3/m^3]$: la fraction volumique en partie par million de NO_2 dans les gaz d'échappement
$VOUTdigital_{O2}$	Volts	Inverser la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{O2}$ à $[O_2]$	Obtenir $[O_2][m^3/m^3]$: la fraction volumique d'O_2 dans les gaz d'échappement
$[CO_2]$ non calibré	ppm_v	Inverser la fonction de transfert calibrée liant $[CO_2]$ non calibré à $[CO_2]$	Obtenir $[CO_2][m^3/m^3]$: la fraction volumique de CO_2 dans les gaz d'échappement
$\dot{m}_a$ brut	NA	Transformer $\dot{m}_a$ brut en $\dot{m}_a$	Obtenir $\dot{m}_a$[g/s] : le débit massique d'air entrant dans le moteur
$\dot{V}_c$ brut	NA	Transformer $\dot{V}_c$ brut en $\dot{V}_c$	Obtenir $\dot{V}_c$[l/h] : le débit volumique de carburant consommé
v brut	NA	Transformer v brut en v	Obtenir v [km/h] : la vitesse du véhicule
RPM brut	NA	Transformer RPM brut en RPM	Obtenir RPM[tr/min] : le régime du moteur
λ brut	NA	Transformer λ brut en λ	Obtenir $\lambda[-]$: le coefficient d'excès d'air de la combustion
p_{adm} brut	NA	Transformer p_{adm} brut en p_{adm}	Obtenir p_{adm}[kPa] : la pression d'admission de l'air dans le moteur
T_{adm} brut	NA	Transformer T_{adm} brut en T_{adm}	Obtenir $T_{adm}[°C]$: la température d'admission de l'air dans le moteur

TABLE 5.1 – Données acquises à post-traiter via Matlab.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons détailler les post-traitements appliqués.

1. Le programme Matlab post-traitant ces données préalablement enregistrées sur la carte mémoire dans un fichier.txt est disponible en Annexe A.2.1.

5.1 $VOUTdigital_{NO}$ vers $ppm_{v,NO}$

La chaîne de mesures du capteur de NO est constituée d'un capteur NO-AE [2] suivi d'une puce LMP91000 [3] et d'un ADC 16-bit [4]. La puce LMP91000 et l'ADC 16-bit forment ensemble le module d'évaluation LMP91000EVM [5]. Le schéma ci-dessous (Fig. 5.1) représente la chaîne de mesures du capteur de NO :

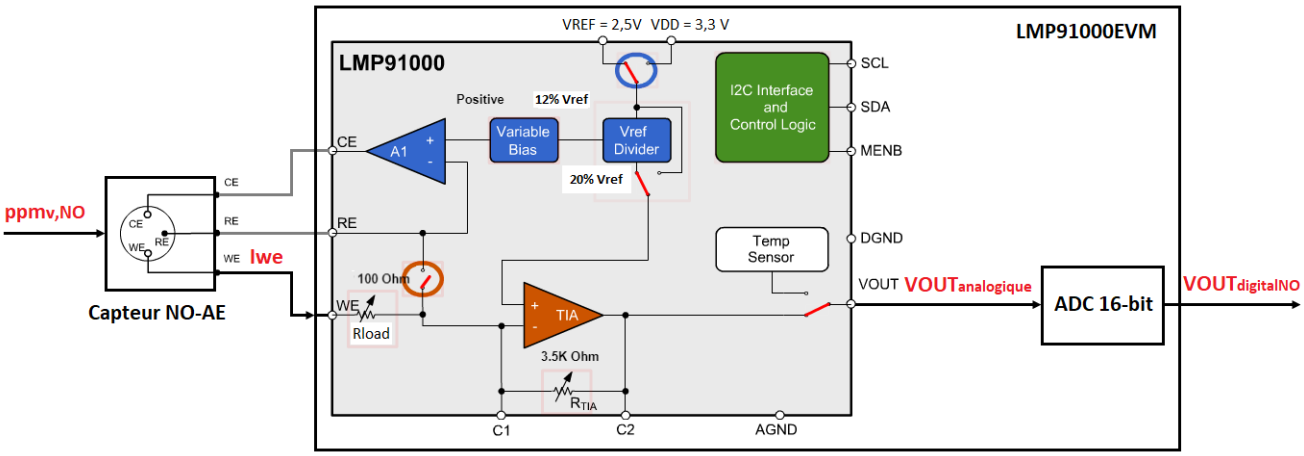


FIGURE 5.1 – Chaîne de mesures du capteur de NO.

Tel que nous l'avons implémenté, notre système de mesures nous permet de récupérer $VOUTdigital_{NO}$. Il nous faut donc remonter la chaîne de mesures du capteur de NO afin de lier $VOUTdigital_{NO}$ à $ppm_{v,NO}$. Pour ce faire, nous allons dans un premier temps calculer la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$. Une simulation de la fonction de transfert liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$ viendra ensuite confirmer cette fonction de transfert théorique. Finalement, nous calibrerons notre capteur de NO, ce qui nous permettra d'obtenir la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO}$ à $ppm_{v,NO}$ et de connaître $ppm_{v,NO}$ à partir de la mesure de $VOUTdigital_{NO}$ en inversant la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO}$ à $ppm_{v,NO}$. La fonction de transfert calibrée sera confirmée par la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$.

2. Datasheet disponible en Annexe D.9.
3. Datasheet disponible en Annexe D.7 ; Les paramètres de la puce LMP91000 ont été déterminés via le logiciel on line WEBENCH® Sensor AFE Designer de Texas Instruments disponible à l'adresse `http://www.ti.com/design-tools/signal-chain-design/sensors-overview.html` où $R_{load} = 100\Omega$ et $V_{bias} = 12\%\ V_{ref}$ Positive afin de polariser le capteur NO-AE à 0,3V comme recommandé par sa datasheet.
4. Datasheet disponible en Annexe D.8.
5. Datasheet disponible en Annexe D.6.

5.1.1 Fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$

Afin de pouvoir calculer la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$, il nous faut pouvoir disposer d'un schéma électrique équivalent du capteur de NO. Notre capteur de NO étant un capteur de gaz électrochimique à trois électrodes, nous allons partir du schéma électrique équivalent d'un capteur de gaz électrochimique à trois électrodes proposé par Texas Instruments [6]. Le modèle fournit par Texas Instrument est le suivant :

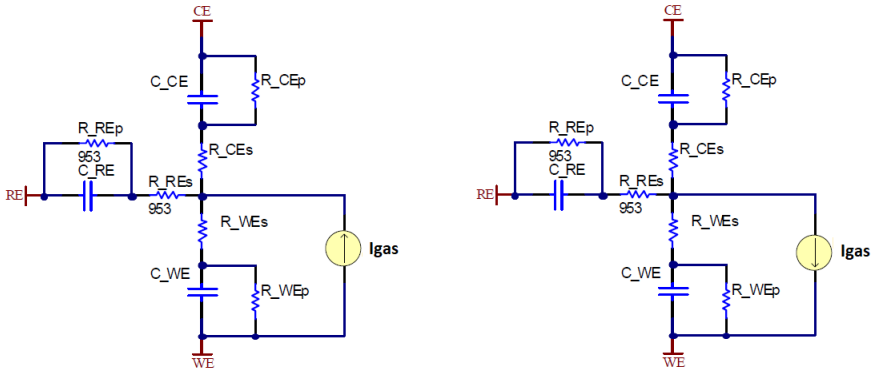


FIGURE 5.2 – Modèle Texas Instruments.

Il est constitué de trois électrodes : une électrode de travail (WE), une contre électrode (CE) et une électrode de référence (RE) [7]. Le nœud central commun modélise la connexion des trois électrodes au travers de l'électrolyte. L'électrolyte est modélisée par une résistance (R_CEs, R_REs, R_WEs) et chaque électrode est modélisée par une capacité (C_CE, C_RE, C_WE) en parallèle avec une résistance (R_CEp, R_REp, R_WEp). La source de courant (Igas) représente, quant à elle, le courant généré par la réaction d'oxydoréduction qui se produit en présence du gaz d'intérêt et dont le siège est l'électrode de travail (WE) et la contre électrode (CE). Lorsque l'oxydation a lieu à l'électrode de travail (WE) et la réduction à la contre électrode (CE), le courant (Igas) va de l'électrode de travail (WE) du nœud central commun tandis que lorsque l'oxydation a lieu à la contre électrode (CE) et la réduction à l'électrode de travail (WE), le courant (Igas) va du nœud central commun vers l'électrode de travail (WE) [8].

Or, comme vu précédemment [9], lorsque le gaz d'intérêt est le NO, l'oxydation a lieu à l'électrode de travail (WE) et la réduction à la contre électrode (CE). Par conséquent, le courant (Igas) va de l'électrode de travail (WE) vers le nœud central commun et le schéma électrique équivalent du capteur de NO est le suivant :

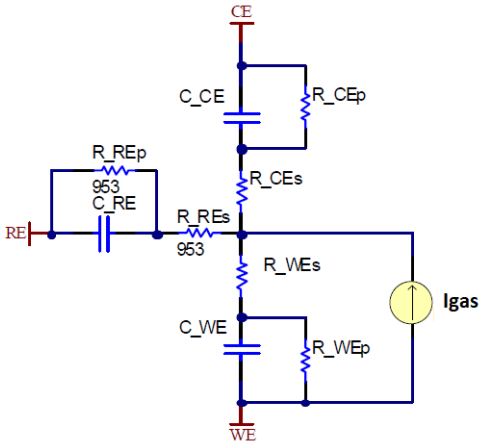


FIGURE 5.3 – Schéma électrique équivalent du capteur de NO.

6. Le modèle Texas Instruments est disponible en Annexe B.1.
7. Pour plus d'informations, voyez, Chapitre 3, Section 3.3.
8. Concernant les limites du modèle proposé par Texas Instruments, voyez Annexe B.1.
9. Voyez, Chapitre 3, Section 3.3.

Cependant, les paramètres du schéma électrique équivalent du capteur de NO n'étant pas connus, il nous faut le simplifier. Pour ce faire, nous allons utiliser le schéma électrique équivalent d'un capteur de gaz électrochimique à trois électrodes proposé par Alphasense [10]. Le modèle fournit par Alphasense est le suivant :

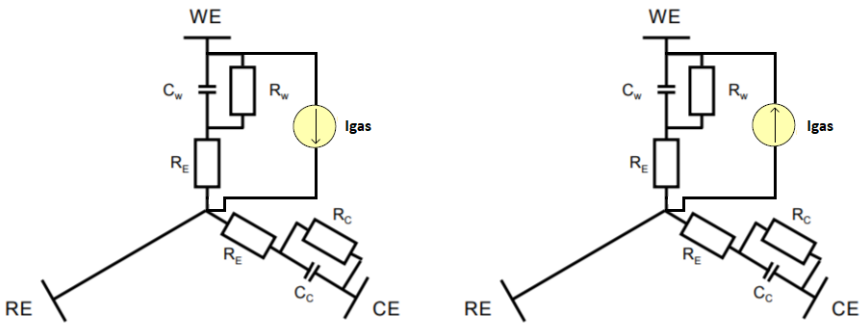


FIGURE 5.4 – Modèle Alphasense.

Il est constitué de trois électrodes : une électrode de travail (WE), une contre électrode (CE) et une électrode de référence (RE) [11]. Le nœud central commun modélise la connexion des trois électrodes au travers de l'électrolyte. L'électrolyte est modélisée par une résistance R_E. Les circuits de polarisation des capteurs de gaz électrochimiques à trois électrodes étant conçus de manière à avoir une grande impédance d'entrée au niveau de l'électrode de référence (RE), aucun courant ne circule idéalement dans cette électrode de sorte que l'électrode de référence (RE) n'a pas de circuit équivalent. L'électrode de travail (WE) et la contre électrode (CE) sont modélisées par une capacité (C_w et C_c) en parallèle avec une résistance (R_w et R_c). La source de courant (Igas) représente, quant à elle, le courant généré par la réaction d'oxydoréduction qui se produit en présence du gaz d'intérêt et dont le siège est l'électrode de travail (WE) et la contre électrode (CE). Lorsque l'oxydation a lieu à l'électrode de travail (WE) et la réduction à la contre électrode (CE), le courant (Igas) va de l'électrode de travail (WE) vers le nœud central commun tandis que lorsque l'oxydation a lieu à la contre électrode (CE) et la réduction à l'électrode de travail (WE), le courant (Igas) va du nœud central commun vers l'électrode de travail (WE) [12].

L'utilisation du modèle Alphasense, nous permet dès lors de simplifier le schéma électrique équivalent du capteur de NO. La figure ci-dessous (Fig. 5.5) représente le schéma électrique équivalent simplifié du capteur de NO :

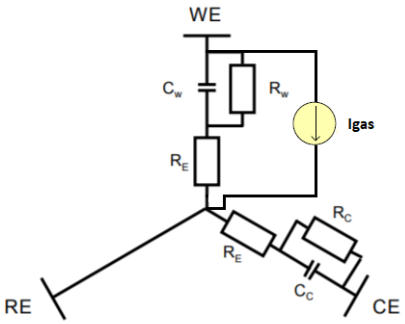


FIGURE 5.5 – Schéma électrique équivalent simplifié du capteur de NO.

10. Le modèle Alphasense est disponible en Annexe B.2.
11. Pour plus d'informations, voyez, Chapitre 3, Section 3.3.
12. Concernant les limites du modèle proposé par Alphasense, voyez Annexe B.2.

En outre, étant donné que nous travaillons en DC, seule la composante DC du schéma électrique équivalent simplifié du capteur de NO nous intéresse. La figure ci-dessous (Fig. 5.6) représente le schéma électrique équivalent simplifié DC du capteur de NO :

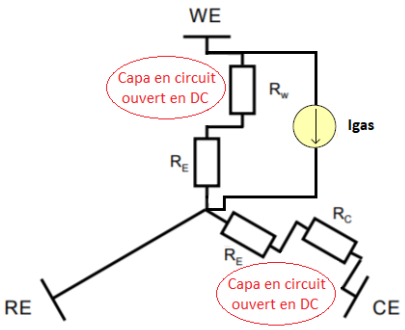


FIGURE 5.6 – Schéma électrique équivalent simplifié DC du capteur de NO.

Sur base de ce schéma, nous pouvons maintenant calculer la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$. En faisant l'hypothèse que les amplificateurs opérationnels sont parfaits, le circuit à résoudre est le suivant :

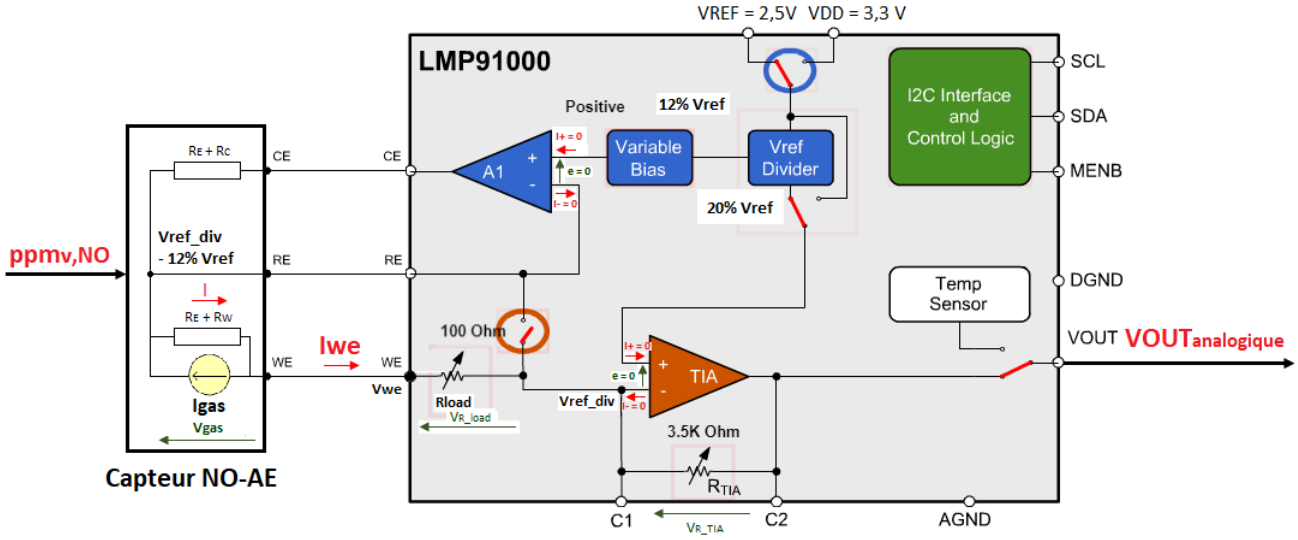


FIGURE 5.7 – Circuit à résoudre pour déterminer la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$.

Sur base de ce circuit, on a que :

$$I_{we} = I - I_{gas} \tag{5.1}$$

$$V_{R_load} = -V_{gas} - 12\%V_{ref} = Rload.I_{we} = -(R_E + R_W).I - 12\%V_{ref} \tag{5.2}$$

et

$$V_{R_TIA} = V_{ref_div} - VOUT_{analogique} = R_{TIA}.I_{we} \tag{5.3}$$

En combinant les équations 5.1 et 5.2 , on obtient que :

$$I_{we} = \frac{-(I_{gas} + \frac{12\%V_{ref}}{R_E+R_W})}{1 + \frac{Rload}{R_E+R_W}} \tag{5.4}$$

Ensuite, en combinant les équations 5.3 et 5.4, on trouve que :

$$VOUT_{analogique} = V_{ref_div} + R_{TIA}.\left(\frac{I_{gas} + \frac{12\%V_{ref}}{R_E+R_W}}{1 + \frac{Rload}{R_E+R_W}}\right) \tag{5.5}$$

En outre, grâce au certificat de calibration du capteur NO-AE fourni par Alphasense [13], nous savons que :

$$I_{gas} = 43,5.10^{-9}.(ppm_{v,NO} - 2,63) \quad \text{avec } ppm_{v,NO} \leq 5000\text{ppm}\,[14] \tag{5.6}$$

Finalement, en combinant les équations 5.5 et 5.6, nous obtenons la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$:

$$VOUT_{analogique} = \frac{43,5.10^{-9}.R_{TIA}}{1+\frac{Rload}{R_E+R_W}} ppm_{v,NO} + (V_{ref_div} - \frac{2,63.43,5.10^{-9}.R_{TIA}}{1+\frac{Rload}{R_E+R_W}} + \frac{12\%V_{ref}.R_{TIA}}{R_E+R_W+Rload}) \tag{5.7}$$

Ce qui, en remplaçant les paramètres de la puce LMP91000 par leur valeur, nous donne :

$$\boxed{VOUT_{analogique} = \frac{1,5225.10^{-4}}{1+\frac{100}{R_E+R_W}} ppm_{v,NO} + \left(0,5 - \frac{4,004175.10^{-4}}{1+\frac{100}{R_E+R_W}} + \frac{1050}{R_E+R_W+100}\right) \text{ avec } ppm_{v,NO} \leq 2000\text{ppm}\,[15]} \tag{5.8}$$

Il nous reste à déterminer la valeur des paramètres R_E et R_W du schéma électrique équivalent DC du capteur NO-AE. Alphasense ne disposant pas de la valeur de ces paramètres pour le capteur NO-AE, nous allons supposer le cas idéal où $R_W = \infty$. La figure ci-dessous (Fig. 5.8) représente la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$ lorsque $R_W = \infty$:

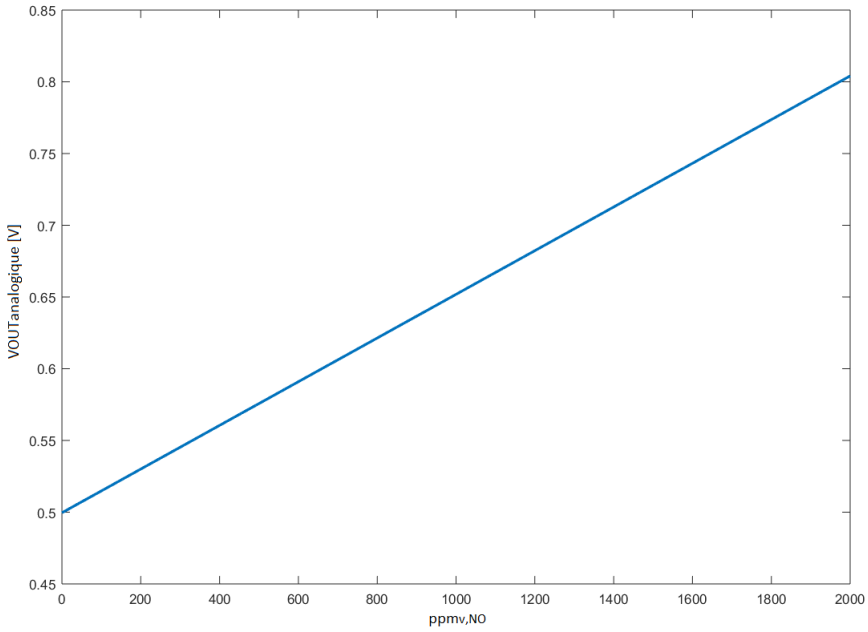


FIGURE 5.8 – Fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$ lorsque $R_W = \infty$.

13. Certificat de calibration du capteur NO-AE disponible en Annexe C.1.
14. Valeur maximale admissible pour $ppm_{v,NO}$ (voyez, datasheet du capteur NO-AE disponible en Annexe D.9).
15. Notre contrainte de range pour le capteur de NO.

5.1.2 Fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$

La figure ci-dessous (Fig. 5.9) représente la chaîne de mesures simplifiée du capteur de NO :

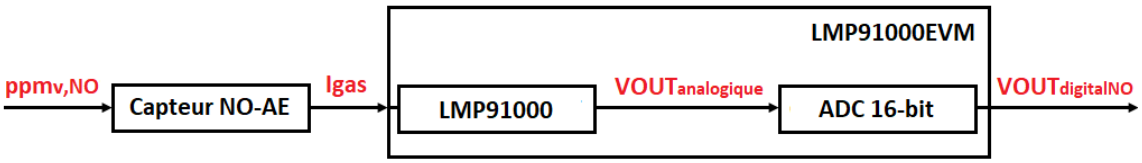


FIGURE 5.9 – Chaîne de mesures simplifiée du capteur de NO.

Afin de confirmer la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$, nous allons simuler la fonction de transfert liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$ pour $R_W = \infty$. Pour ce faire, nous allons dans un premier temps déterminer la fonction de transfert liant I_{gas} à $ppm_{v,NO}$ en utilisant le certificat de calibration du capteur NO-AE fourni par Alphasense [16]. Ensuite, nous simulerons la fonction de transfert liant $VOUT_{analogique}$ au courant I_{gas} pour $R_W = \infty$. Le logiciel de simulation utilisé sera le logiciel *TINA TI* de Texas Instruments [17]. Finalement, en combinant le certificat de calibration et la simulation, nous obtiendrons la fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$ qui viendra confirmer la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$.

Grâce au certificat de calibration du capteur NO-AE fournit par Alphasense, nous pouvons déterminer le graphe de la fonction de transfert liant I_{gas} à $ppm_{v,NO}$:

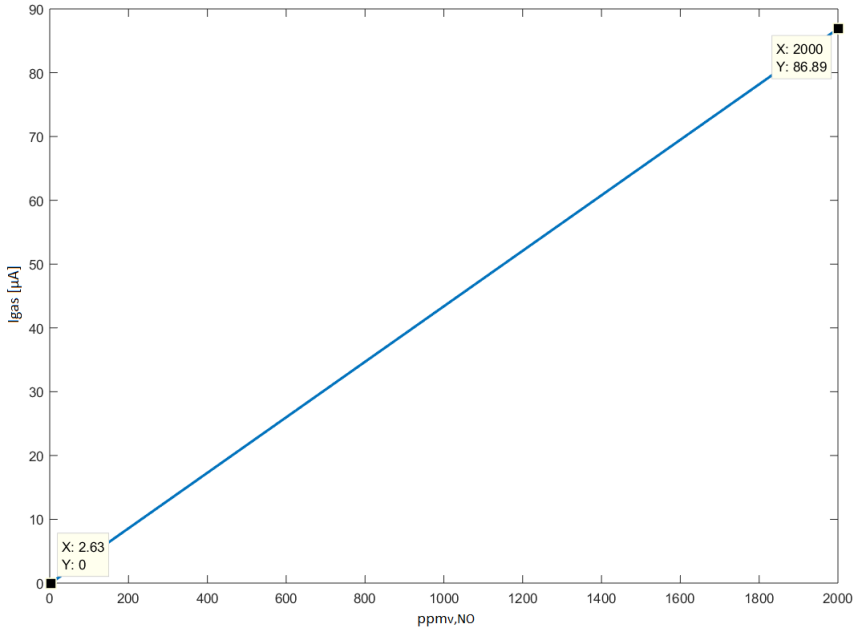


FIGURE 5.10 – Fonction de transfert liant I_{gas} à $ppm_{v,NO}$.

L'équation de la fonction de transfert liant I_{gas} à $ppm_{v,NO}$ peut donc s'écrire sous la forme :

$$I_{gas} = 43,5.10^{-9}.(ppm_{v,NO} - 2,63) \quad \text{avec } 0 \leq I_{gas} \leq 86,89\mu\text{A et } ppm_{v,NO} \leq 2000\text{ppm} \text{ [18]} \tag{5.9}$$

16. Certificat de calibration du capteur NO-AE disponible en Annexe C.1.
17. Téléchargeable sur `http://www.ti.com/tool/TINA-TI`, consulté le 08/08/2018.
18. Notre range d'intérêt allant jusqu'à 2000ppm de NO.

Sur base de ce range de courant I_{gas} et du schéma électrique équivalent simplifié DC du capteur NO-AE, nous pouvons ensuite simuler la fonction de transfert liant $VOUT_{analogique}$ au courant I_{gas} pour $R_W = \infty$:

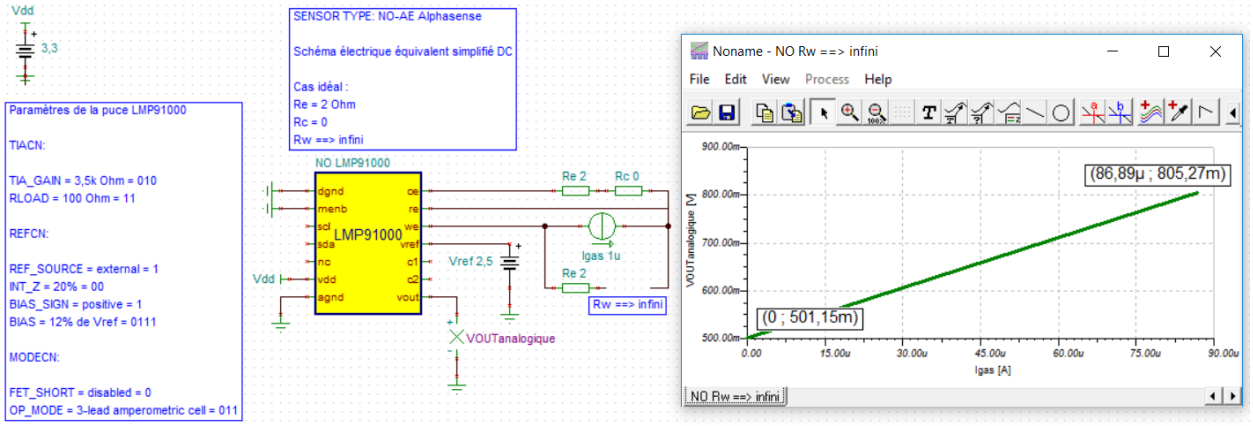


FIGURE 5.11 – Fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ à I_{gas} pour $R_W = \infty$.

On en conclu que l'équation de la fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ au courant I_{gas} pour $R_W = \infty$ est telle que :

$$VOUT_{analogique} = 3500,06.I_{gas} + 0,50115 \quad \text{pour } R_W = \infty \text{ et } 0 \leq I_{gas} \leq 86,89\mu\text{A} \tag{5.10}$$

En combinant les équations 5.9 et 5.10, nous obtenons l'équation de la fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$ pour $R_W = \infty$:

$$\boxed{VOUT_{analogique} = 1,52253.10^{-4}.ppm_{v,NO} + 0,50075 \quad \text{pour } R_W = \infty \text{ et } ppm_{v,NO} \leq 2000\text{ppm}\,^{19}} \tag{5.11}$$

Finalement, en comparant la fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$ pour $R_W = \infty$ avec la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$ pour $R_W = \infty$, on constate que la fonction de transfert simulée vient confirmer la fonction de transfert théorique :

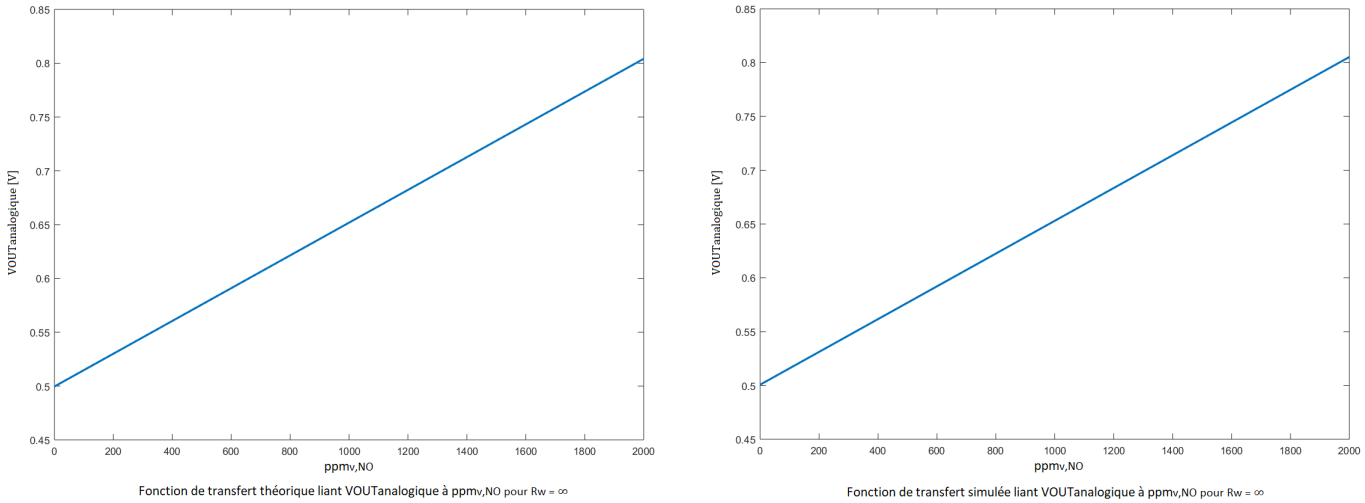


FIGURE 5.12 – Fonction de transfert théorique vs Fonction de transfert simulée.

19. Notre contrainte de range pour le capteur de NO.

5.1.3 Fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO}$ à $ppm_{v,NO}$

Afin d'obtenir la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO}$ à $ppm_{v,NO}$, nous avons successivement fait circuler dans notre système de mesures 0ppm, 20ppm et 900ppm de NO [20] sous une température proche de 25°C, une humidité relative proche de 50% et une une pression proche de 101,325kPa [21]. Les points de calibration obtenus sont les suivants [22] :

$ppm_{v,NO}$	$VOUTdigital_{NO}$[V]
0	0,5012
20	0,5063
900	0,6424

En effectuant une régression linéaire sur ces points de calibration, nous avons ensuite pu obtenir la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO}$ à $ppm_{v,NO}$:

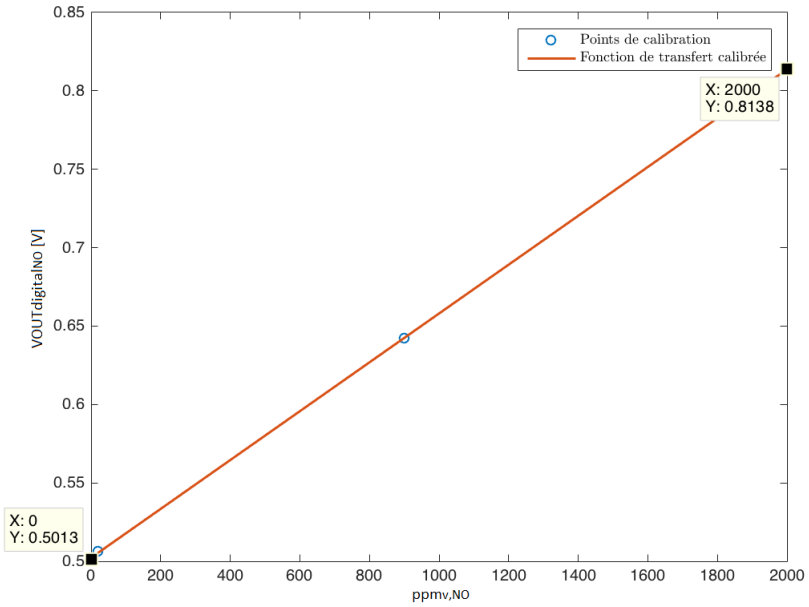


FIGURE 5.13 – Fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO}$ à $ppm_{v,NO}$.

20. Les bonbonnes de NO utilisées pour la calibration sont disponibles au laboratoire de mécanique situé dans le bâtiment Stévin à Louvain-la-Neuve, la calibration à 0ppm ayant été effectuée en utilisant la bonbonne de N_2 du dispositif de calibration qui se trouve au laboratoire d'électricité situé dans le bâtiment Maxwell à Louvain-la-Neuve.

21. Ces conditions de mesures sont similaires à celles auxquelles notre capteur de NO sera soumis lorsqu'il sera embarqué dans le véhicule. Cependant, le capteur de NO étant sensible à la température, l'humidité relative et la pression, différentes fonctions de transfert calibrées liant $VOUTdigital_{NO}$ à $ppm_{v,NO}$ devraient être envisagées selon les conditions de température, d'humidité relative et de pression auxquelles notre capteur de NO sera confronté. De telles calibrations étant onéreuses en temps, nous avons choisi, dans le cadre de notre mémoire, de nous limiter aux conditions auxquelles notre capteur de NO sera le plus souvent confronté, à savoir une température proche de 25°C, une humidité relative proche de 50% et une pression proche de 101,325kPa.

22. Dans le cadre de notre application, le module d'évaluation LMP91000EVM ne nous semble pas faire perdre de précision significative au capteur NO-AE. En effet, sachant que la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$ est telle que $VOUT_{analogique} = 1{,}5225.10^{-4}.ppm_{v,NO} + 0{,}4996$ pour $R_W = \infty$ et que, dans le pire des cas, la précision du capteur NO-AE est de ±1ppm (voyez, datasheet du capteur NO-AE disponible en Annexe D.9), nous avons que Δ±1ppm de NO correspond à Δ±0,00015225V de $VOUT_{analogique}$. En tenant compte du bruit de la puce LMP91000 qui est de 0,00014Vrms (voyez, logiciel on line WEBENCH® Sensor AFE Designer de Texas Instruments disponible à l'adresse `http://www.ti.com/design-tools/signal-chain-design/sensors-overview.html`), nous aurons, dans le pire des cas, à l'entrée de l'ADC un ΔV de ±0,00029225V de $VOUT_{analogique}$. De plus, notre ADC étant un ADC 16-bit shifté 15-bit, nous avons que sa résolution est de $5/(2^{15}\text{-}1) = 0{,}0001525925474$V de $VOUTdigital_{NO}$. Cependant, en tenant compte du bruit de l'ADC qui correspondra généralement à ±1bit, on peut raisonnablement estimer que la résolution de l'ADC sera plutôt de 0,0003051850948 de $VOUTdigital_{NO}$. Par conséquent, en faisant l'hypothèse que l'effet de R_W du capteur NO-AE sera proche de celui de $R_W = \infty$, la précision du système composé par le capteur NO-AE et le module d'évaluation LMP91000EVM est de ±2ppm. On observe que le module d'évaluation LMP91000EVM fait perdre de la précision au capteur NO-AE. Cependant, dans le cadre de notre application, cette perte de précision ne nous semble pas significative.

L'équation de la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO}$ à $ppm_{v,NO}$ peut donc s'écrire sous la forme :

$$\boxed{VOUTdigital_{NO} = 1,5625.10^{-4}.ppm_{v,NO} + 0,5013 \quad \text{avec } ppm_{v,NO} \leq 2000\text{ppm}\,^{23}} \tag{5.12}$$

En comparant la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO}$ à $ppm_{v,NO}$ avec la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$ pour $R_W = \infty$, on constate que la fonction de transfert théorique vient confirmer la fonction de transfert calibrée :

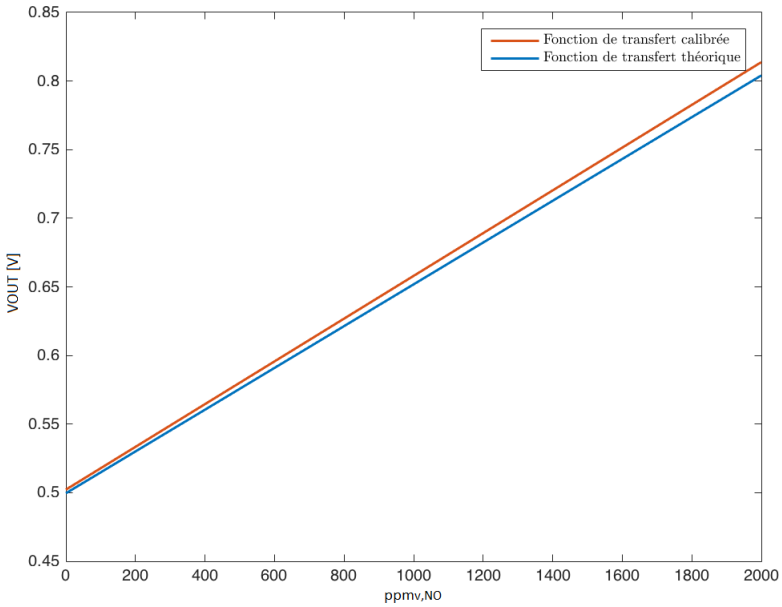


FIGURE 5.14 – Fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO}$ à $ppm_{v,NO}$ vs Fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $ppm_{v,NO}$.

Les différences observées sont dues, entre autres, aux erreurs et aux conditions de mesures, à la résolution de l'ADC ainsi qu'au fait que, ne disposant pas des valeurs des résistances du schéma électrique équivalent simplifié DC du capteur de NO, nous avons dû faire l'hypothèse que $R_W = \infty$.

Finalement, en inversant la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO}$ à $ppm_{v,NO}$, nous sommes capables de connaître $ppm_{v,NO}$ à partir de la mesure de $VOUTdigital_{NO}$:

$$\boxed{ppm_{v,NO} = \frac{VOUTdigital_{NO} - 0,5013}{1,5625.10^{-4}}} \tag{5.13}$$

23. Notre contrainte de range pour le capteur de NO.

5.2 $VOUTdigital_{NO2}$ vers ppm_{v,NO_2}

La chaîne de mesures du capteur de NO_2 est constituée d'un capteur NO2-AE [24] suivi d'une puce LMP91000 [25] et d'un ADC 16-bit [26]. La puce LMP91000 et l'ADC 16-bit forment ensemble le module d'évaluation LMP91000EVM [27]. Le schéma ci-dessous (Fig. 5.15) représente la chaîne de mesures du capteur de NO_2 :

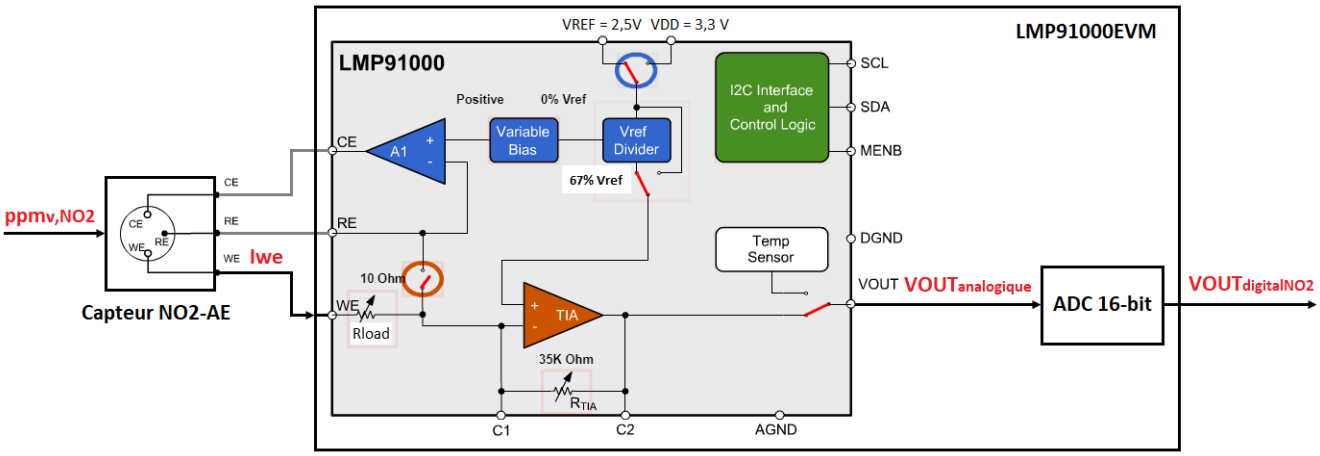


FIGURE 5.15 – Chaîne de mesures du capteur de NO_2.

Tel que nous l'avons implémenté, notre système de mesures nous permet de récupérer $VOUTdigital_{NO2}$. Il nous faut donc remonter la chaîne de mesures du capteur de NO_2 afin de lier $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2}. Pour ce faire, nous allons dans un premier temps calculer la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à ppm_{v,NO_2}, ce qui nous permettra de déterminer le range théorique [28] dans lequel la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2} devra se trouver. Une simulation de la fonction de transfert liant $VOUT_{analogique}$ à ppm_{v,NO_2} viendra ensuite confirmer ce range théorique. Finalement, nous calibrerons notre capteur de NO_2, ce qui nous permettra de fixer la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2} dans notre range théorique et de connaître ppm_{v,NO_2} à partir de la mesure de $VOUTdigital_{NO2}$ en inversant la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2}.

24. Datasheet disponible en Annexe D.11.
25. Datasheet disponible en Annexe D.7 ; Les paramètres de la puce LMP91000 ont été déterminés via le logiciel on line WEBENCH® Sensor AFE Designer de Texas Instruments disponible à l'adresse `http://www.ti.com/design-tools/signal-chain-design/sensors-overview.html`.
26. Datasheet disponible en Annexe D.8.
27. Datasheet disponible en Annexe D.6.
28. La puce LMP91000 n'étant pas polarisée, cela nous permet de déterminer une range théorique. En effet, dans ce cas, l'ordonnée à l'origine de la fonction de transfert théorique dépend très peu de la valeur de R_W ce qui nous permet de définir un intervalle pour R_W en vue de déterminer un range théorique. Il n'en va pas de même lorsque la puce LMP91000 est polarisée. Dans ce cas, l'ordonnée à l'origine de la fonction de transfert théorique dépend fortement de la valeur de R_W ce qui nous empêche de définir un intervalle sur R_W en vue de déterminer un range théorique et nous oblige, par conséquent, à fixer une valeur pour R_W. C'est pourquoi, dans le cas du capteur de NO, nous avions fait l'hypothèse, qui s'est vérifiée par la suite, d'un capteur de gaz idéal en fixant $R_W = \infty$.

5.2.1 Fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à ppm_{v,NO_2}

Afin de pouvoir calculer la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à ppm_{v,NO_2}, il nous faut pouvoir disposer d'un schéma électrique équivalent du capteur de NO_2. Notre capteur de NO_2 étant un capteur de gaz électrochimique à trois électrodes, nous allons réutiliser le schéma électrique équivalent d'un capteur de gaz électrochimique à trois électrodes proposé par Texas Instruments [29]

Comme vu précédemment [30], lorsque le gaz d'intérêt est le NO_2, l'oxydation a lieu à la contre électrode (CE) et la réduction à l'électrode de travail (WE). Par conséquent, le courant (Igas) va du nœud central commun à l'électrode de travail (WE) et le schéma électrique équivalent du capteur de NO_2 proposé par Texas Instruments est le suivant :

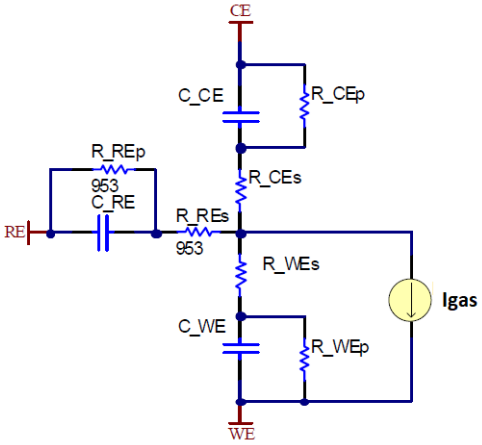


FIGURE 5.16 – Schéma électrique équivalent du capteur de NO_2 proposé par Texas Instruments.

Cependant, les paramètres du schéma électrique équivalent du capteur de NO_2 proposé par Texas Instruments n'étant pas connus, il nous faut le simplifier. Pour ce faire, nous allons réutiliser le schéma électrique équivalent d'un capteur de gaz électrochimique à trois électrodes proposé par Alphasense [31].

L'utilisation du modèle Alphasense, nous permet dès lors de simplifier le schéma électrique équivalent du capteur de NO_2 proposé par Texas Instruments. La figure ci-dessous (Fig. 5.17) représente le schéma électrique équivalent simplifié du capteur de NO_2 :

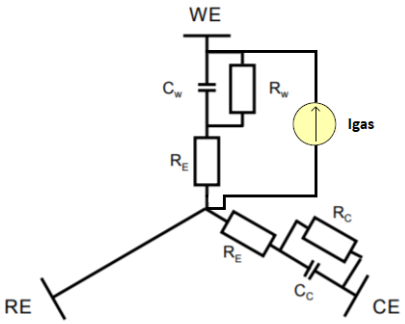


FIGURE 5.17 – Schéma électrique équivalent simplifié du capteur de NO_2.

29. Voyez, Sous-section 5.1.1 ; Le modèle Texas Instruments est disponible en Annexe B.1.
30. Voyez, Chapitre 3, Section 3.3.
31. Voyez, Sous-section 5.1.1 ; Le modèle Alphasense est disponible en Annexe B.2.

En outre, étant donné que nous travaillons en DC, seule la composante DC du schéma électrique équivalent simplifié du capteur de NO_2 nous intéresse. La figure ci-dessous (Fig. 5.18) représente le schéma électrique équivalent simplifié DC du capteur de NO_2 :

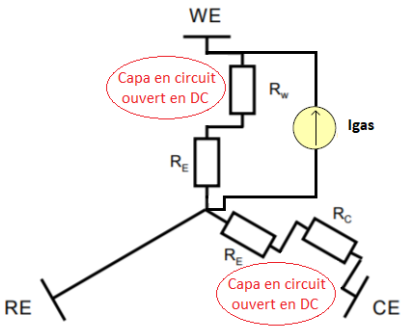


FIGURE 5.18 – Schéma électrique équivalent simplifié DC du capteur de NO_2.

Sur base de ce schéma, nous pouvons maintenant calculer la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à ppm_{v,NO_2}. En faisant l'hypothèse que les amplificateurs opérationnels sont parfaits, le circuit à résoudre est le suivant :

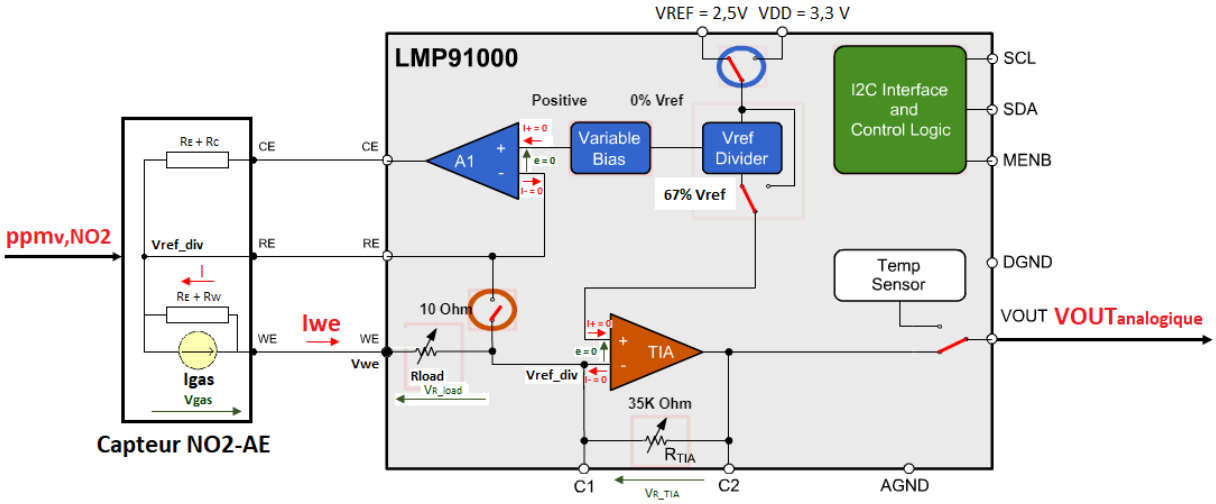


FIGURE 5.19 – Circuit à résoudre pour déterminer la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à ppm_{v,NO_2}.

Sur base de ce circuit, on a que :

$$I_{we} = I_{gas} - I \tag{5.14}$$

$$V_{R_load} = V_{gas} = Rload.I_{we} = (R_E + R_W).I \tag{5.15}$$

et

$$V_{R_TIA} = V_{ref_div} - VOUT_{analogique} = R_{TIA}.I_{we} \tag{5.16}$$

En combinant les équations 5.14 et 5.15 , on obtient que :

$$I_{we} = \frac{I_{gas}}{1 + \frac{Rload}{R_E + R_W}} \tag{5.17}$$

Ensuite, en combinant les équations 5.16 et 5.17, on trouve que :

$$VOUT_{analogique} = V_{ref_div} - R_{TIA}.\left(\frac{I_{gas}}{1 + \frac{Rload}{R_E + R_W}}\right) \tag{5.18}$$

En outre, grâce au certificat de calibration du capteur NO2-AE fourni par Alphasense [32], nous savons que :

$$I_{gas} = 154,8.10^{-9}.(ppm_{v,NO_2} - 0,3) \quad \text{avec } ppm_{v,NO_2} \leq 200\text{ppm}\,[33] \tag{5.19}$$

Finalement, en combinant les équations 5.18 et 5.19, nous obtenons la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à ppm_{v,NO_2} :

$$VOUT_{analogique} = -\frac{154,8.10^{-9}.R_{TIA}}{1+\frac{Rload}{R_E+R_W}} ppm_{v,NO_2} + \left(V_{ref_div} + \frac{0,3.154,8.10^{-9}.R_{TIA}}{1+\frac{Rload}{R_E+R_W}}\right) \tag{5.20}$$

Ce qui, en remplaçant les paramètres de la puce LMP91000 par leur valeur, nous donne :

$$\boxed{VOUT_{analogique} = -\frac{5,418.10^{-3}}{1+\frac{10}{R_E+R_W}} ppm_{v,NO_2} + \left(1,675 + \frac{1,6254.10^{-3}}{1+\frac{10}{R_E+R_W}}\right) \text{ avec } ppm_{v,NO_2} \leq 200\text{ppm}\,[34]} \tag{5.21}$$

Il nous reste à déterminer la valeur des paramètres R_E et R_W du schéma électrique équivalent DC du capteur NO2-AE. Alphasense ne dispose pas de la valeur de ces paramètres pour le capteur NO2-AE. Cependant, Alphasense fournit la valeur de ces paramètres pour certains de leurs capteurs de gaz [35]. Le tableau ci-dessous reprend la valeur des paramètres R_E et R_W pour ces capteurs :

Physical element	Equivalent. circuit element	CO-AF	CO-DF	H_2S-A1	H_2S-D1
Electrolyte	R_E / Ω	2	2	2	2
Working electrode	R_W / Ω	300	2000	130	1000

FIGURE 5.20 – Valeur des paramètres R_E et R_W pour certains capteurs de gaz Alphasense.

En analysant ce tableau, nous pouvons conclure que $R_E = 2$ Ohm et que R_W est compris entre 0 et 2000 Ohm. Nous pouvons dès lors tracer le graphe de la fonction transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à ppm_{v,NO_2} pour les valeurs $R_W = 0$ Ohm et $R_W = 2000$ Ohm [36] ce qui nous permettra de déterminer le range théorique dans lequel la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2} devra se trouver :

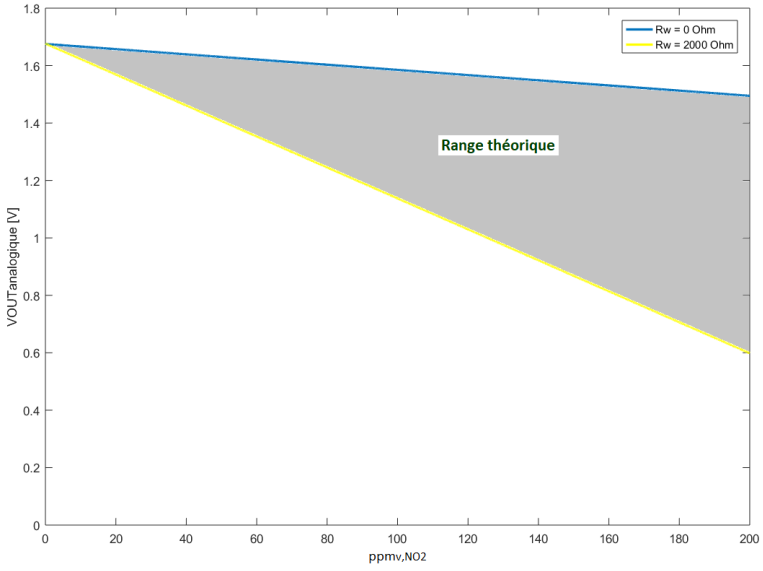


FIGURE 5.21 – Range théorique de la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2}.

La fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2} devra donc se trouver dans le range théorique délimité par la courbe représentant la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à ppm_{v,NO_2} avec $R_W = 0$ Ohm et la courbe représentant la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à ppm_{v,NO_2} avec $R_W = 2000$ Ohm.

32. Certificat de calibration du capteur NO2-AE disponible en Annexe C.2.
33. Valeur maximale admissible pour ppm_{v,NO_2} (voyez, datasheet du capteur NO2-AE disponible en Annexe D.11).
34. Notre contrainte de range pour le capteur de NO_2.
35. Voyez, Annexe B.2.
36. Le cas $R_W = 2000$ Ohm étant identique au cas $R_W = \infty$.

5.2.2 Fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ à ppm_{v,NO_2}

La figure ci-dessous (Fig. 5.22) représente la chaîne de mesures simplifiée du capteur de NO_2 :

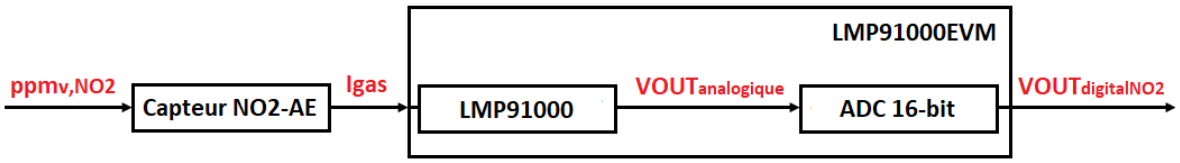


FIGURE 5.22 – Chaîne de mesures simplifiée du capteur de NO_2.

Afin de confirmer le range théorique dans lequel la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2} devra se trouver, nous allons simuler la fonction de transfert liant $VOUT_{analogique}$ à ppm_{v,NO_2} pour $R_W = 0$ Ohm et $R_W = 2000$ Ohm. Pour ce faire, nous allons dans un premier temps déterminer la fonction de transfert liant I_{gas} à ppm_{v,NO_2} en utilisant le certificat de calibration du capteur NO2-AE fourni par Alphasense [37]. Ensuite, nous simulerons la fonction de transfert liant $VOUT_{analogique}$ au courant I_{gas} pour $R_W = 0$ Ohm et $R_W = 2000$ Ohm. Le logiciel de simulation utilisé sera le logiciel *TINA TI* de Texas Instruments [38]. Finalement, en combinant le certificat de calibration et la simulation, nous obtiendrons le range simulé qui viendra confirmer le range théorique dans lequel la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2} devra se trouver.

Grâce au certificat de calibration du capteur NO2-AE fournit par Alphasense, nous pouvons déterminer le graphe de la fonction de transfert liant I_{gas} à ppm_{v,NO_2} :

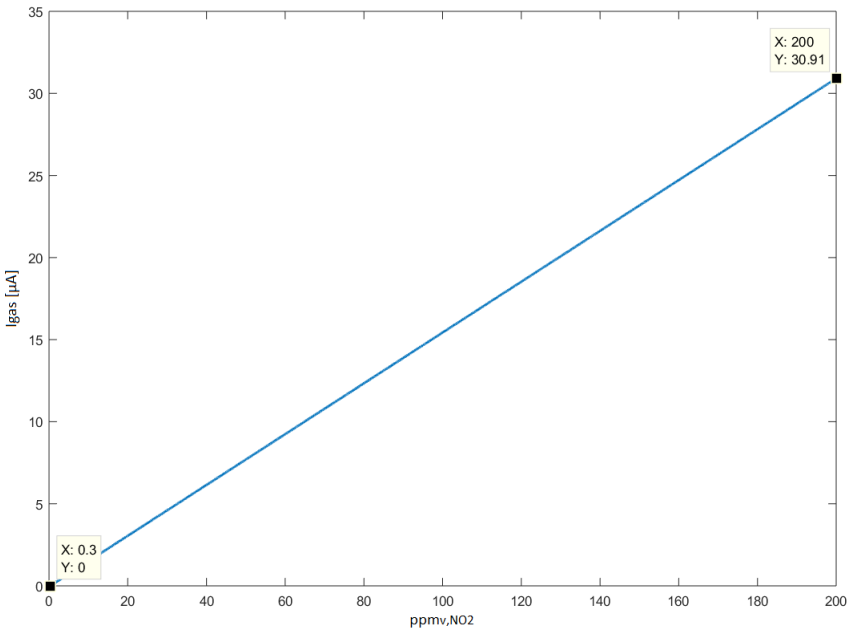


FIGURE 5.23 – Fonction de transfert liant I_{gas} à ppm_{v,NO_2}.

L'équation de la fonction de transfert liant I_{gas} à ppm_{v,NO_2} peut donc s'écrire sous la forme :

$$I_{gas} = 154,8.10^{-9}.(ppm_{v,NO_2} - 0,3) \quad \text{avec } 0 \leq I_{gas} \leq 30,91\mu\text{A et } ppm_{v,NO_2} \leq 200\text{ppm}\,[39] \tag{5.22}$$

37. Certificat de calibration du capteur NO2-AE disponible en Annexe C.2.
38. Téléchargeable sur `http://www.ti.com/tool/TINA-TI`, consulté le 08/08/2018.
39. Notre range d'intérêt allant jusqu'à 200ppm de NO_2.

Sur base de ce range de courant I_{gas} et du schéma électrique équivalent simplifié DC du capteur NO2-AE, nous pouvons ensuite simuler la fonction de transfert liant $VOUT_{analogique}$ au courant I_{gas} pour $R_W = 0$ Ohm et $R_W = 2000$ Ohm :

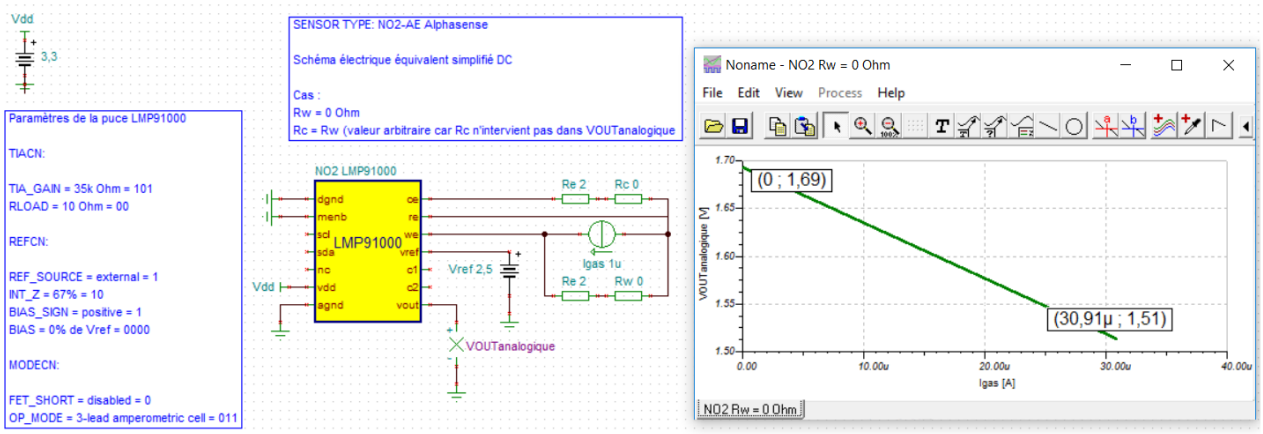


FIGURE 5.24 – Fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ à I_{gas} pour $R_W = 0$ Ohm.

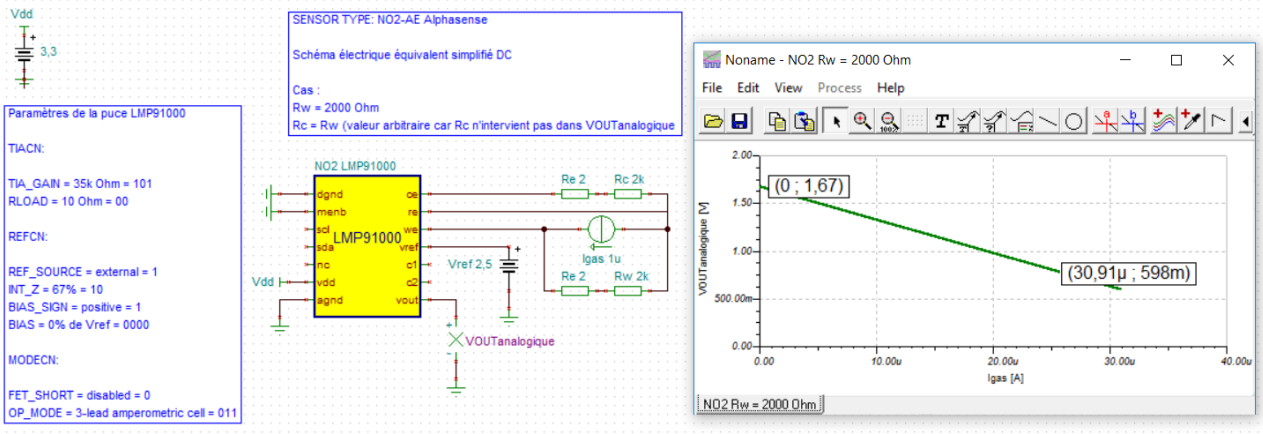


FIGURE 5.25 – Fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ à I_{gas} pour $R_W = 2000$ Ohm.

On en conclu que l'équation de la fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ au courant I_{gas} pour $R_W = 0$ Ohm et $R_W = 2000$ Ohm est telle que :

$$VOUT_{analogique} = -5823,36.I_{gas} + 1,69 \quad \text{pour } R_W = 0 \text{ Ohm et } 0 \leq I_{gas} \leq 30,91\mu\text{A} \tag{5.23}$$

et

$$VOUT_{analogique} = -34681,333.I_{gas} + 1,67 \quad \text{pour } R_W = 2000 \text{ Ohm et } 0 \leq I_{gas} \leq 30,91\mu\text{A} \tag{5.24}$$

En combinant les équations 5.22, 5.23 et 5.24, nous obtenons l'équation de la fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ à ppm_{v,NO_2} pour $R_W = 0$ Ohm et $R_W = 2000$ Ohm :

$$\boxed{VOUT_{analogique} = -9,0146.10^{-4}.ppm_{v,NO_2} + 1,6903 \quad \text{pour } R_W = 0 \text{ Ohm et } ppm_{v,NO_2} \leq 200\text{ppm}^{40}} \tag{5.25}$$

et

$$\boxed{VOUT_{analogique} = -5,3687.10^{-3}.ppm_{v,NO_2} + 1,6716 \quad \text{pour } R_W = 2000 \text{ Ohm et } ppm_{v,NO_2} \leq 200\text{ppm}^{41}} \tag{5.26}$$

40. Notre contrainte de range pour le capteur de NO_2.
41. Notre contrainte de range pour le capteur de NO_2.

En représentant graphiquement ces relations, nous pouvons dès lors définir un range simulé qui est délimité par la courbe représentant la fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ à ppm_{v,NO_2} avec $R_W = 0$ Ohm et la courbe représentant la fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ à ppm_{v,NO_2} avec $R_W = 2000$ Ohm :

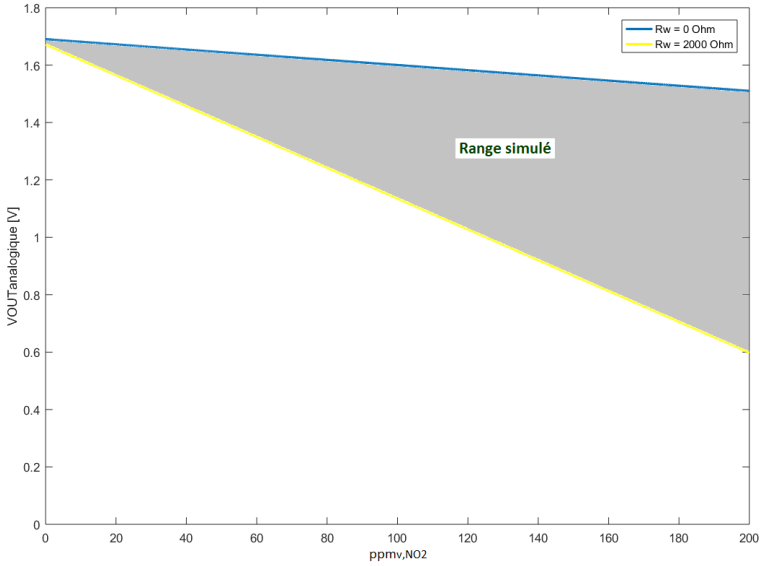


FIGURE 5.26 – Range simulé.

Finalement, en comparant le range simulé avec le range théorique, on constate que le range simulé vient confirmer le range théorique dans lequel la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2} devra se trouver :

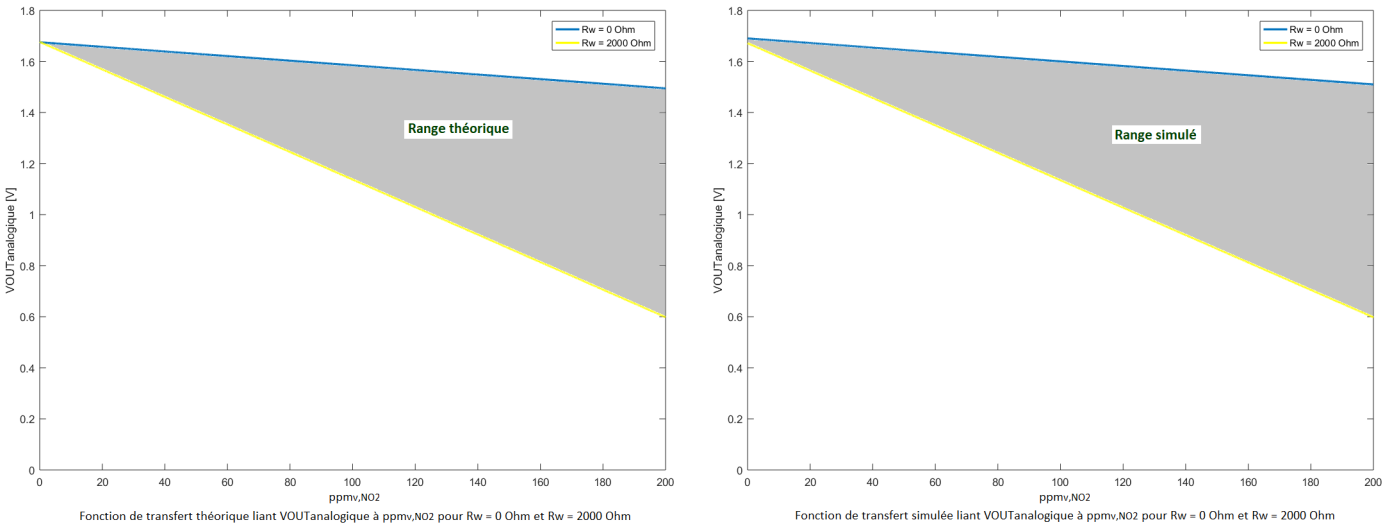


FIGURE 5.27 – Range théorique vs Range simulé.

5.2.3 Fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2}

Afin d'obtenir la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2}, nous avons successivement fait circuler dans notre système de mesures 0ppm, 25ppm, 50ppm, 75ppm et 100ppm de NO_2 [42] sous une température proche de 25°C, une humidité relative proche de 50% et une une pression proche de 101,325kPa [43]. Les points de calibration obtenus sont les suivants [44] :

ppm_{v,NO_2}	$VOUTdigital_{NO2}$[V]
0	1,6777
25	1,5823
50	1,5028
75	1,4281
100	1,375

En effectuant une régression linéaire sur ces points de calibration, nous avons ensuite pu obtenir la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2} :

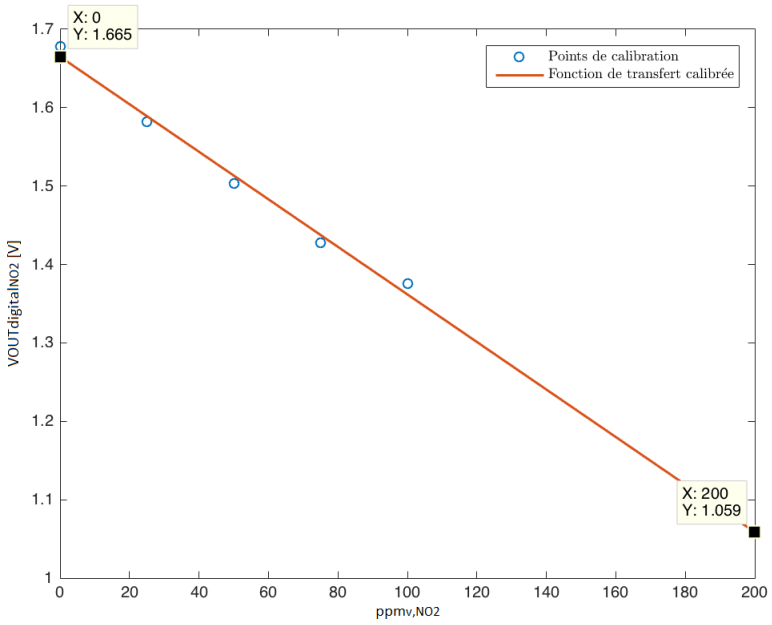


FIGURE 5.28 – Fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2}.

42. Les bonbonnes de NO_2 et de N_2 utilisées pour la calibration sont celles du dispositif de calibration qui se trouve au laboratoire d'électricité situé dans le bâtiment Maxwell à Louvain-la-Neuve.

43. Ces conditions de mesures sont similaires à celles auxquelles notre capteur de NO_2 sera soumis lorsqu'il sera embarqué dans le véhicule. Cependant, le capteur de NO_2 étant sensible à la température, l'humidité relative et la pression, différentes fonctions de transfert calibrées liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2} devraient être envisagées selon les conditions de température, d'humidité relative et de pression auxquelles notre notre capteur de NO_2 sera confronté. De telles calibrations étant onéreuses en temps, nous avons choisi, dans le cadre de notre mémoire, de nous limiter aux conditions auxquelles notre capteur de NO_2 sera le plus souvent confronté, à savoir une température proche de 25°C, une humidité relative proche de 50% et une pression proche de 101,325kPa.

44. Dans le cadre de notre application, le module d'évaluation LMP91000EVM ne nous semble pas faire perdre de précision significative au capteur NO2-AE. En effet, sachant que, d'une part, les fonctions de transfert théoriques liant $VOUT_{analogique}$ à ppm_{v,NO_2} sont telles que $VOUT_{analogique}$ = -9,03^{-4}.ppm_{v,NO_2} + 1,6752709 pour R_W = 0 Ohm et $VOUT_{analogique}$ = -5,39107^{-3}.ppm_{v,NO_2} + 1,67662 pour R_W = 2000 Ohm et que, d'autre part, dans le pire des cas, la précision du capteur NO2-AE est de ±0,1ppm (voyez, datasheet du capteur NO2-AE disponible en Annexe D.11), nous avons que Δ±0,1ppm de NO_2 correspond à Δ±0,0000903V de $VOUT_{analogique}$ pour R_W = 0 Ohm et à Δ±0,000539107V de $VOUT_{analogique}$ pour R_W = 2000 Ohm. En tenant compte du bruit de la puce LMP91000 qui est de 0,00136Vrms (voyez, logiciel on line WEBENCH® Sensor AFE Designer de Texas Instruments disponible à l'adresse `http://www.ti.com/design-tools/signal-chain-design/sensors-overview.html`), nous aurons, dans le pire des cas, à l'entrée de l'ADC un ΔV de ±0,0014503V de $VOUT_{analogique}$ pour R_W = 0 Ohm et de ±0,001899107V de $VOUT_{analogique}$ pour R_W = 2000 Ohm. De plus, notre ADC étant un ADC 16-bit shifté 15-bit, nous avons que sa résolution est de 5/(2^{15}-1) = 0,0001525925474V de $VOUTdigital_{NO2}$. Cependant, en tenant compte du bruit de l'ADC qui correspondra généralement à ±1bit, on peut raisonnablement estimer que la résolution de l'ADC sera plutôt de 0,0003051850948 de $VOUTdigital_{NO2}$. Par conséquent, la précision du système composé par le capteur NO2-AE et le module d'évaluation LMP91000EVM est de ±1,69ppm pour R_W = 0 Ohm et de ±0,34ppm pour R_W = 2000 Ohm. En faisant l'hypothèse que l'effet de R_W du capteur NO-AE sera proche de celui de R_W = 0 Ohm ou de celui de R_W = 2000 Ohm, la précision du système composé par le capteur NO2-AE et le module d'évaluation LMP91000EVM est de ±1,69ppm ou de ±0,34ppm. On observe que le module d'évaluation LMP91000EVM fait perdre de la précision au capteur NO2-AE. Cependant, dans le cadre de notre application, cette perte de précision ne semble pas significative.

L'équation de la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2} peut donc s'écrire sous la forme :

$$\boxed{VOUTdigital_{NO2} = -3,03.10^{-3}.ppm_{v,NO_2} + 1,665 \quad \text{avec } ppm_{v,NO_2} \leq 200\text{ppm}\,[45]} \tag{5.27}$$

En comparant la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2} avec le range théorique dans lequel elle devrait se trouver, on constate que la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2} se trouve bien dans le range théorique :

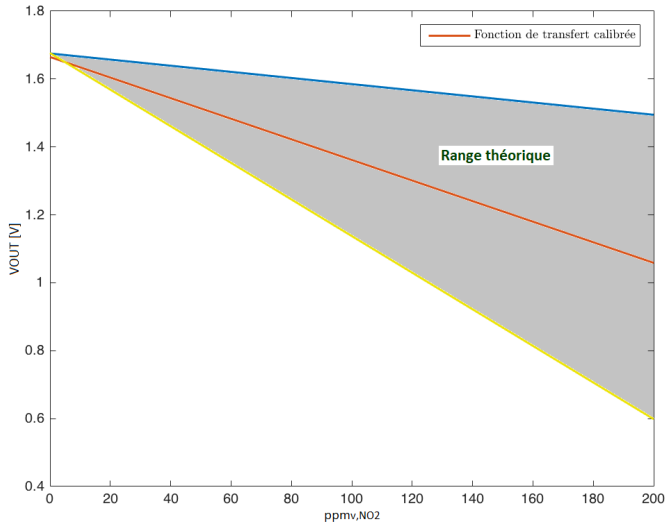


FIGURE 5.29 – Fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2} vs Range théorique.

Finalement, en inversant la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{NO2}$ à ppm_{v,NO_2}, nous sommes capables de connaître ppm_{v,NO_2} à partir de la mesure de $VOUTdigital_{NO2}$:

$$\boxed{ppm_{v,NO_2} = \frac{VOUTdigital_{NO2} - 1,665}{-3,03.10^{-3}}} \tag{5.28}$$

45. Notre contrainte de range pour le capteur de NO_2.

5.3 $VOUTdigital_{O2}$ vers $[O_2]$

La chaîne de mesures du capteur d'O_2 est constituée d'un capteur O2-C2 [46] suivi d'une puce LMP91000 [47] et d'un ADC 16-bit [48]. La puce LMP91000 et l'ADC 16-bit forment ensemble le module d'évaluation LMP91000EVM [49]. Le schéma ci-dessous (Fig. 5.30) représente la chaîne de mesures du capteur d'O_2 :

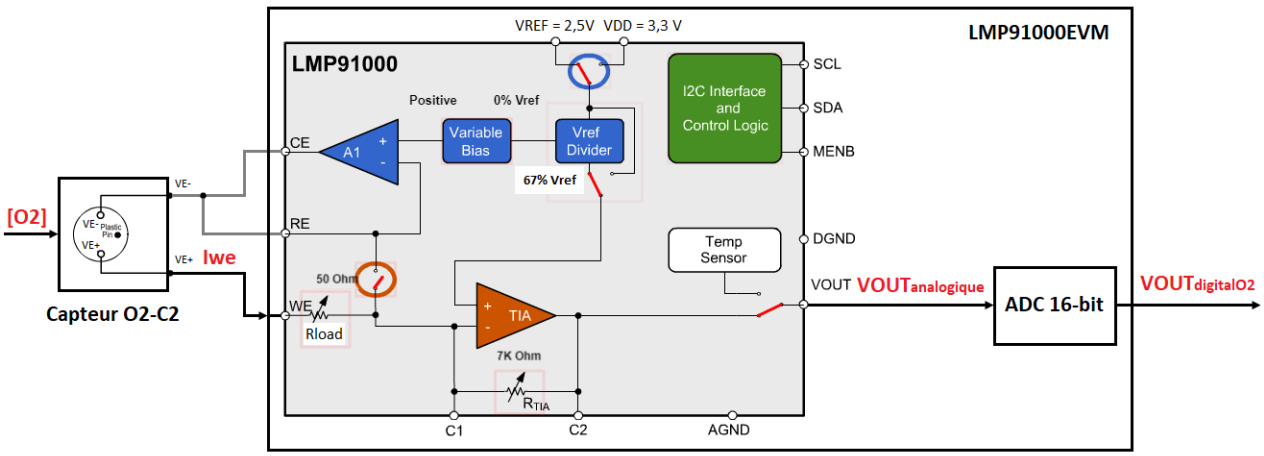


FIGURE 5.30 – Chaîne de mesures du capteur O_2.

Tel que nous l'avons implémenté, notre système de mesures nous permet de récupérer $VOUTdigital_{O2}$. Il nous faut donc remonter la chaîne de mesures du capteur d'O_2 afin de lier $VOUTdigital_{O2}$ à $[O_2]$. Pour ce faire, nous allons dans un premier temps calculer la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$. Une simulation de la fonction de transfert liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$ viendra ensuite confirmer cette fonction de transfert théorique. Finalement, nous calibrerons notre capteur d'O_2 ce qui nous permettra d'obtenir la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{O2}$ à $[O_2]$ et de connaître $[O_2]$ à partir de la mesure de $VOUTdigital_{O2}$ en inversant la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{O2}$ à $[O_2]$. La fonction de transfert calibrée sera confirmée par la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$.

46. Datasheet disponible en Annexe D.10.
47. Datasheet disponible en Annexe D.7 ; Les paramètres de la puce LMP91000 ont été déterminés via le logiciel on line WEBENCH® Sensor AFE Designer de Texas Instruments disponible à l'adresse `http://www.ti.com/design-tools/signal-chain-design/sensors-overview.html`.
48. Datasheet disponible en Annexe D.8.
49. Datasheet disponible en Annexe D.6.

5.3.1 Fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$

Afin de pouvoir calculer la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$, il nous faut pouvoir disposer d'un schéma électrique équivalent du capteur O_2. Pour ce faire, nous allons adapter le schéma électrique équivalent d'un capteur de gaz électrochimique à trois électrodes fourni par Texas Instruments [50] au cas particulier du capteur O_2, qui est un capteur de gaz électrochimique, non pas à trois électrodes, mais à deux électrodes. Le schéma électrique équivalent du capteur O_2 que nous proposons est le suivant :

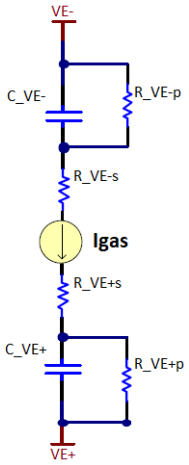


FIGURE 5.31 – Schéma électrique équivalent du capteur O_2.

Il est constitué de deux électrodes : une électrode négative (VE-) et une électrode positive (VE+). Le nœud central commun modélise la connexion des deux électrodes au travers de l'électrolyte. L'électrolyte est modélisée par une résistance (R_VE-s et R_VE+s) et chaque électrode est modélisée par une capacité (C_VE- et C_VE+) en parallèle avec une résistance (R_VE-p et R_VE+p). La source de courant (Igas) représente, quant à elle, le courant généré par la réaction d'oxydoréduction qui se produit en présence d'O_2 et dont le siège est l'électrode négative (VE-) et l'électrode positive (VE+). L'oxydation ayant lieu à l'électrode négative (VE-) et la réduction à l'électrode positive (VE+), le courant (Igas) va du nœud central commun à l'électrode positive (VE+) [51].

Cependant, les paramètres du schéma électrique équivalent du capteur O_2 n'étant pas connus, il nous faut le simplifier. Pour ce faire, nous allons adapter le schéma électrique équivalent d'un capteur de gaz électrochimique à trois électrodes proposé par Alphasense [52] au cas particulier du capteur O_2. Le schéma électrique équivalent simplifié du capteur O_2 que nous proposons est le suivant : :

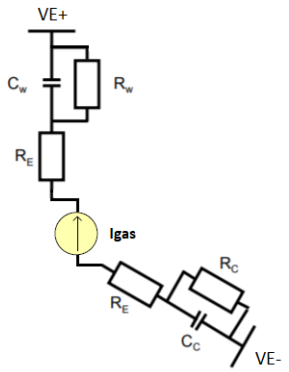


FIGURE 5.32 – Schéma électrique équivalent simplifié du capteur O_2.

Il est constitué de deux électrodes : une électrode négative (VE-) et une électrode positive (VE+). Le nœud central commun modélise la connexion des deux électrodes au travers de l'électrolyte. L'électrolyte est modélisée par une résistance R_E et chaque électrode est modélisée par une capacité (C_c et C_w) en parallèle avec une résistance (R_c et R_w). La source de courant (Igas) représente, quant à elle, le courant généré par la réaction

50. Le modèle Texas Instruments est disponible en Annexe B.1.
51. Pour plus d'informations, voyez, Chapitre 3, Section 3.3.
52. Le modèle Alphasense est disponible en Annexe B.2.

d'oxydoréduction qui se produit en présence d'O_2 et dont le siège est l'électrode négative (VE-) et l'électrode positive (VE+). L'oxydation ayant lieu à l'électrode négative (VE-) et la réduction à l'électrode positive (VE+), le courant (Igas) va du nœud central commun à l'électrode positive (VE+) [53].

En outre, étant donné que nous travaillons en DC, seule la composante DC du schéma électrique équivalent simplifié du capteur O_2 nous intéresse. La figure ci-dessous (Fig. 5.33) représente le schéma électrique équivalent simplifié DC du capteur O_2 :

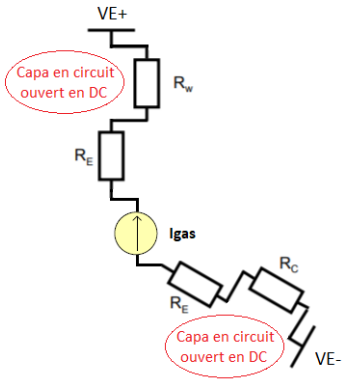


FIGURE 5.33 – Schéma électrique équivalent simplifié DC du capteur O_2.

Sur base de ce schéma, nous pouvons maintenant calculer la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$. En faisant l'hypothèse que les amplificateurs opérationnels sont parfaits, le circuit à résoudre est le suivant :

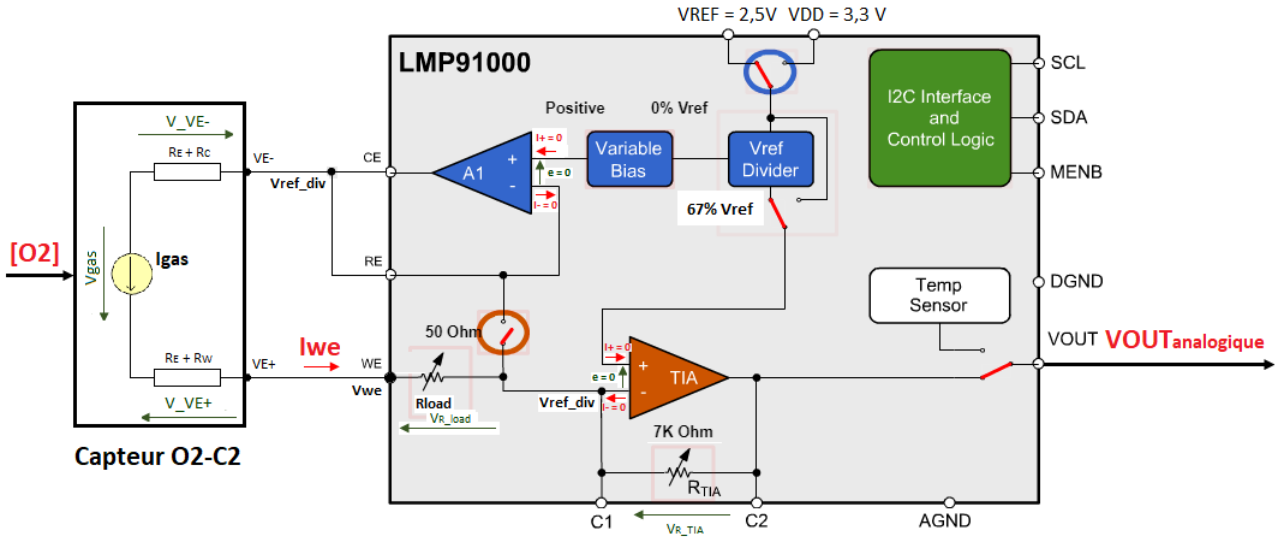


FIGURE 5.34 – Circuit à résoudre pour déterminer la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$.

Sur base de ce circuit, on a que :

$$I_{we} = I_{gas} \tag{5.29}$$

et

$$V_{R_TIA} = V_{ref_div} - VOUT_{analogique} = R_{TIA}.I_{we} \tag{5.30}$$

En combinant les équations 5.29 et 5.30, on trouve que :

$$VOUT_{analogique} = V_{ref_div} - R_{TIA}.I_{gas} \tag{5.31}$$

53. Pour plus d'informations, voyez, Chapitre 3, Section 3.3.

En outre, grâce au certificat de calibration du capteur O2-C2 fourni par Alphasense [54], nous savons que :

$$I_{gas} = 4,7005.10^{-4}.[O_2] + 1,76.10^{-6} \quad \text{avec } [O_2] \leq 25\% \text{ [55]} \tag{5.32}$$

Finalement, en combinant les équations 5.31 et 5.32, nous obtenons la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$:

$$VOUT_{analogique} = -4,7005.10^{-4}.R_{TIA}.[O_2] + (V_{ref_div} - 1,76.10^{-6}.R_{TIA}) \tag{5.33}$$

Ce qui, en remplaçant les paramètres de la puce LMP91000 par leur valeur, nous donne :

$$\boxed{VOUT_{analogique} = -3,29035.[O_2] + 1,66268 \text{ avec } [O_2] \leq 25\% \text{ [56]}} \tag{5.34}$$

La figure ci-dessous (Fig. 5.35) représente la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$:

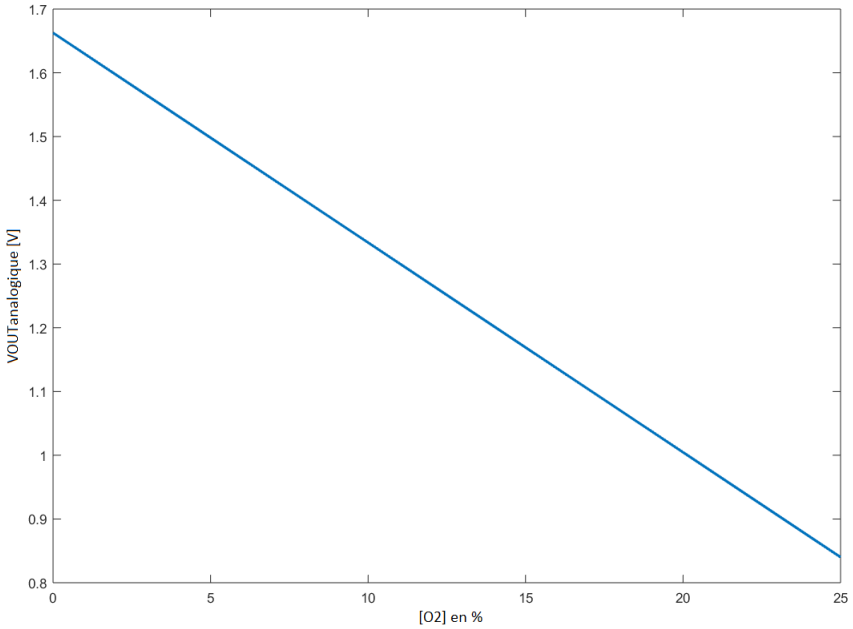


FIGURE 5.35 – Fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$.

54. Certificat de calibration du capteur O2-C2 disponible en Annexe C.3.
55. Valeur maximale admissible pour O_2 (voyez, datasheet du capteur O2-C2 disponible en Annexe D.10).
56. Notre contrainte de range pour le capteur d'O_2.

5.3.2 Fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$

La figure ci-dessous (Fig. 5.36) représente la chaîne de mesures simplifiée du capteur d'O_2 :

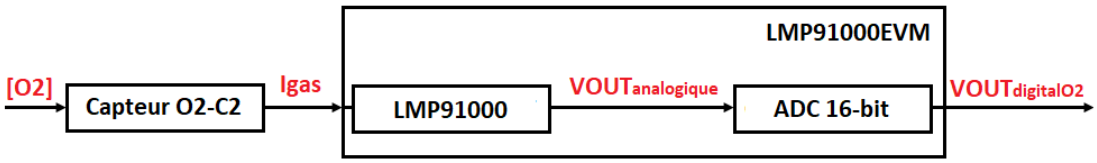


FIGURE 5.36 – Chaîne de mesures simplifiée du capteur d'O_2.

Afin de confirmer la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$, nous allons simuler la fonction de transfert liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$. Pour ce faire, nous allons dans un premier temps déterminer la fonction de transfert liant I_{gas} à $[O_2]$ en utilisant le certificat de calibration du capteur O2-C2 fourni par Alphasense [57]. Ensuite, nous simulerons la fonction de transfert liant $VOUT_{analogique}$ au courant I_{gas}. Le logiciel de simulation utilisé sera le logiciel *TINA TI* de Texas Instruments [58]. Finalement, en combinant le certificat de calibration et la simulation, nous obtiendrons la fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$ qui viendra confirmer la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$.

Grâce au certificat de calibration du capteur O2-C2 fournit par Alphasense, nous pouvons déterminer le graphe de la fonction de transfert liant I_{gas} à $[O_2]$:

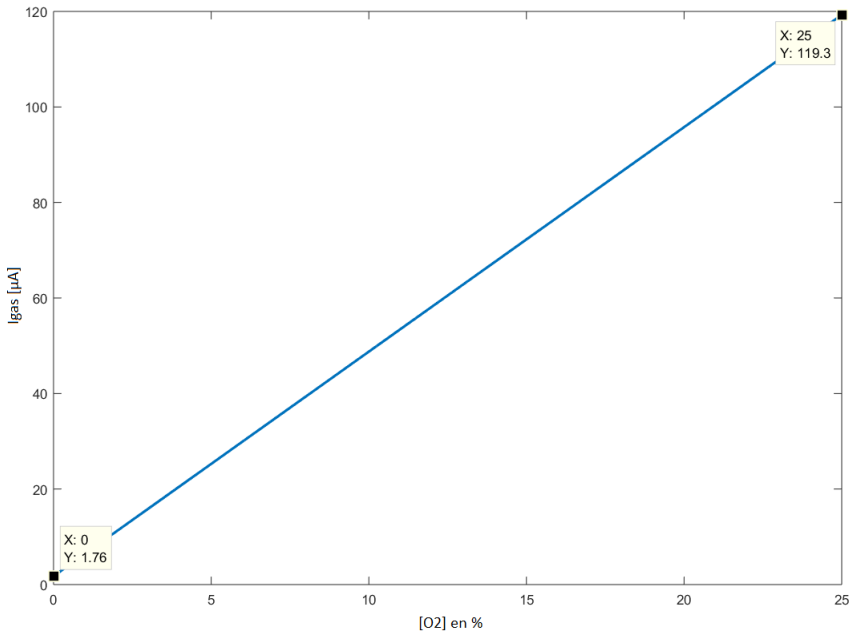


FIGURE 5.37 – Fonction de transfert liant I_{gas} à $[O_2]$.

L'équation de la fonction de transfert liant I_{gas} à $[O_2]$ peut donc s'écrire sous la forme :

$$I_{gas} = 4,7005.10^{-4}.[O_2] + 1,76.10^{-6} \quad \text{avec } 1,76 \leq I_{gas} \leq 119,3\mu\text{A et } [O_2] \leq 25\% \text{ [59]} \tag{5.35}$$

57. Certificat de calibration du capteur O2-C2 disponible en Annexe C.3.
58. Téléchargeable sur `http://www.ti.com/tool/TINA-TI`, consulté le 08/08/2018.
59. Notre range d'intérêt allant jusqu'à 25% d'O_2.

Sur base de ce range de courant I_{gas} et du schéma électrique équivalent simplifié DC du capteur O2-C2, nous pouvons ensuite simuler la fonction de transfert liant $VOUT_{analogique}$ au courant I_{gas} :

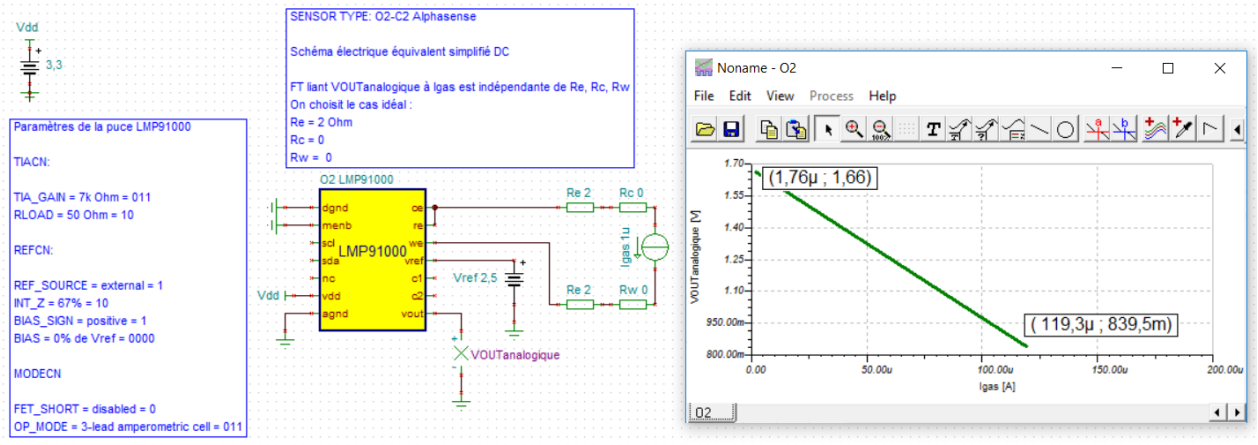


FIGURE 5.38 – Fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ à I_{gas}.

On en conclu que l'équation de la fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ au courant I_{gas} est telle que :

$$VOUT_{analogique} = -6980,6.I_{gas} + 1,672286 \quad \text{pour } 1,76 \leq I_{gas} \leq 119,3\mu\text{A} \tag{5.36}$$

En combinant les équations 5.35 et 5.36, nous obtenons l'équation de la fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$:

$$\boxed{VOUT_{analogique} = -3,281232.[O_2] + 1,66 \quad \text{avec } [O_2] \leq 25\%\ ^{60}} \tag{5.37}$$

Finalement, en comparant la fonction de transfert simulée liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$ avec la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$, on constate que la fonction de transfert simulée vient confirmer la fonction de transfert théorique :

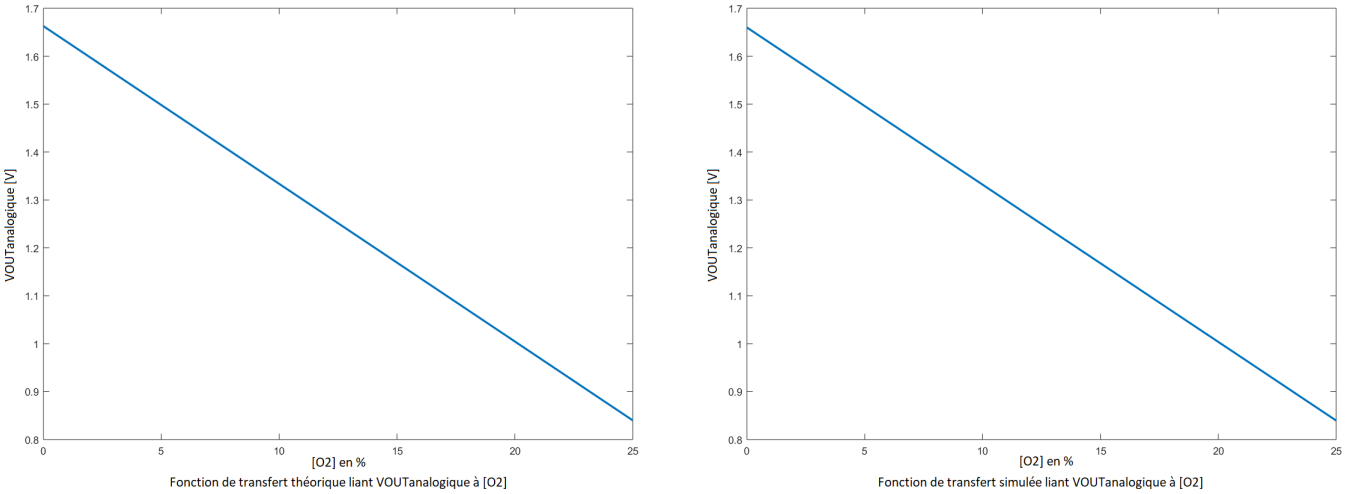


FIGURE 5.39 – Fonction de transfert théorique vs Fonction de transfert simulée.

60. Notre contrainte de range pour le capteur d'O_2.

5.3.3 Fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{O2}$ à $[O_2]$

Afin d'obtenir la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{O2}$ à $[O_2]$, nous avons successivement fait circuler dans notre système de mesures 0%, 5%, 10%, 15%, 20% et 25% d'O_2 [61] sous une température proche de 25°C, une humidité relative proche de 50% et une une pression proche de 101,325kPa [62]. Les points de calibration obtenus sont les suivants [63]. :

$[O_2]$ en %	$VOUTdigital_{O2}$[V]
0	1,6371
5	1,4950
10	1,3233
15	1,1647
20	0,9680

En effectuant une régression linéaire sur ces points de calibration, nous avons ensuite pu obtenir la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{O2}$ à $[O_2]$:

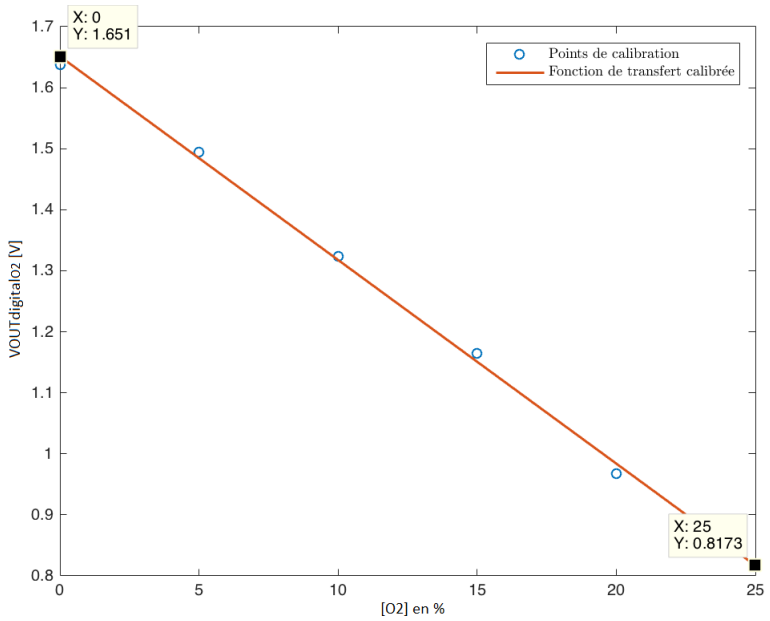


FIGURE 5.40 – Fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{O2}$ à $[O_2]$.

61. Les bonbonnes d'O_2 et de N_2 utilisées pour la calibration sont celles du dispositif de calibration qui se trouve au laboratoire d'électricité situé dans le bâtiment Maxwell à Louvain-la-Neuve.

62. Ces conditions de mesures sont similaires à celles auxquelles notre capteur d'O_2 sera soumis lorsqu'il sera embarqué dans le véhicule. Cependant, le capteur d'O_2 étant sensible à la température, l'humidité relative et la pression, différentes fonctions de transfert calibrées liant $VOUTdigital_{O2}$ à $[O_2]$ devraient être envisagées selon les conditions de température, d'humidité relative et de pression auxquelles notre capteur d'O_2 sera confronté. De telles calibrations étant onéreuses en temps, nous avons choisi, dans le cadre de notre mémoire, de nous limiter aux conditions auxquelles notre capteur d'O_2 sera le plus souvent confronté, à savoir une température proche de 25°C, une humidité relative proche de 50% et une pression proche de 101,325kPa.

63. Dans le cadre de notre application, le module d'évaluation LMP91000EVM ne nous semble pas faire perdre de précision significative au capteur O2-C2. En effet, sachant que la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$ est telle que $VOUT_{analogique}$ = -3,29035.$[O_2]$ + 1,66268 et que, dans le pire des cas, la précision du capteur O2-C2 est de ±0,0001 (Alphasense ne fournissant pas la précision du capteur O2-C2, nous avons supposé une précision dans le même ordre de grandeur que celles des capteurs NO-AE et NO2-AE, à savoir ±0,04% de la full scale span qui vaut 25 en % pour le capteur O2-C2), nous avons que Δ±0,0001 d'O_2 correspond à Δ±0,000329035V de $VOUT_{analogique}$. En tenant compte du bruit de la puce LMP91000 qui est de 0,00061Vrms (voyez, logiciel on line WEBENCH® Sensor AFE Designer de Texas Instruments disponible à l'adresse `http://www.ti.com/design-tools/signal-chain-design/sensors-overview.html`), nous aurons, dans le pire des cas, à l'entrée de l'ADC un ΔV de ±0,000939035V de $VOUT_{analogique}$. De plus, notre ADC étant un ADC 16-bit shifté 15-bit, nous avons que sa résolution est de $5/(2^{15}\text{-}1)$ = 0,0001525925474V de $VOUTdigital_{O2}$. Cependant, en tenant compte du bruit de l'ADC qui correspondra généralement à ±1bit, on peut raisonnablement estimer que la résolution de l'ADC sera plutôt de 0,0003051850948 de $VOUTdigital_{O2}$. Par conséquent, la précision du système composé par le capteur O2-C2 et le module d'évaluation LMP91000EVM est de ±0,000278. On observe que le module d'évaluation LMP91000EVM fait perdre de la précision au capteur O2-C2. Cependant, dans le cadre de notre application, cette perte de précision ne nous semble pas significative.

L'équation de la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{O2}$ à $[O_2]$ peut donc s'écrire sous la forme :

$$\boxed{VOUTdigital_{O2} = -3,3348.[O_2] + 1,651 \quad \text{avec } [O_2] \leq 25\%}^{64} \tag{5.38}$$

En comparant la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{O2}$ à $[O_2]$ avec la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$, on constate que la fonction de transfert théorique vient confirmer la fonction de transfert calibrée :

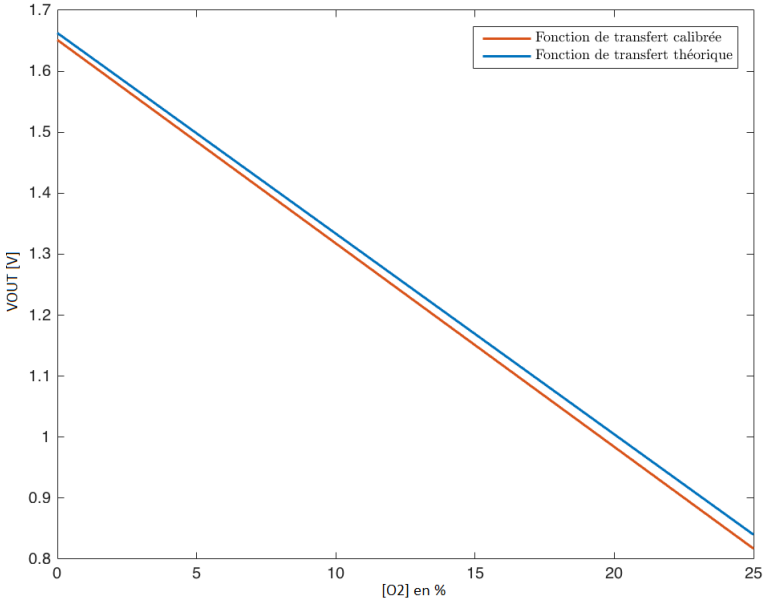


FIGURE 5.41 – Fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{O2}$ à $[O_2]$ vs Fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$.

Les différences observées sont dues, entre autres, aux erreurs et aux conditions de mesures ainsi qu'à la résolution de l'ADC. Cependant, il semblerait qu'il existe également un offset entre la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{O2}$ à $[O_2]$ et la fonction de transfert théorique liant $VOUT_{analogique}$ à $[O_2]$.

Finalement, en inversant la fonction de transfert calibrée liant $VOUTdigital_{O2}$ à $[O_2]$, nous sommes capables de connaître $[O_2]$ à partir de la mesure de $VOUTdigital_{O2}$:

$$\boxed{[O_2] = \frac{VOUTdigital_{O2} - 1,651}{-3,3348}} \tag{5.39}$$

64. Notre contrainte de range pour le capteur d'O_2.

5.4 $[CO_2]$ non calibré vers $[CO_2]$

Afin d'obtenir la fonction de transfert calibrée liant $[CO_2]$ non calibré à $[CO_2]$, nous avons utilisé les points de calibration fournis par GSS [65] :

$[CO_2]$ en %	$[CO_2]$ non calibré en %
0	0
1	0,9461
12	11,6947
19	18,3663

En effectuant une régression linéaire sur ces points de calibration, nous avons ensuite pu obtenir la fonction de transfert calibrée liant $[CO_2]$ non calibré à $[CO_2]$:

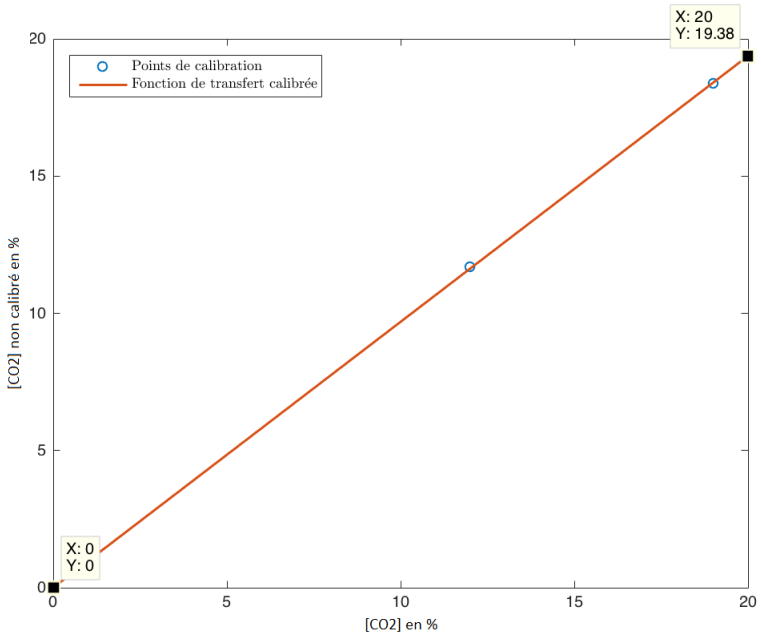


FIGURE 5.42 – Fonction de transfert calibrée liant $[CO_2]$ non calibré à $[CO_2]$.

L'équation de la fonction de transfert calibrée liant $[CO_2]$ non calibré à $[CO_2]$ peut donc s'écrire sous la forme :

$$\boxed{[CO_2] \text{ non calibré} = 969000.[CO_2] \quad \text{avec } [CO_2] \leq 20\% \text{ [66]}} \tag{5.40}$$

Finalement, en inversant la fonction de transfert calibrée liant $[CO_2]$ non calibré à $[CO_2]$, nous sommes capables de connaître $[CO_2]$ à partir de la mesure de $[CO_2]$ non calibré :

$$\boxed{[CO_2] = \frac{[CO_2] \text{ non calibré}}{969000}} \tag{5.41}$$

65. Voyez, certificat de calibration du capteur de CO_2 disponible en Annexe C.4 ; Les conditions de mesures utilisées par GSS sont similaires à celles auxquelles notre capteur de CO_2 sera soumis lorsqu'il sera embarqué dans le véhicule. Cependant, le capteur de CO_2 étant sensible à la température, l'humidité relative et la pression, différentes fonctions de transfert calibrées liant $[CO_2]$ non calibré à $[CO_2]$ devraient être envisagées selon les conditions de température, d'humidité relative et de pression auxquelles notre capteur de CO_2 sera confronté. De telles calibrations étant onéreuses en temps, nous avons choisi, dans le cadre de notre mémoire, de nous limiter aux conditions de mesures utilisées par GSS.

66. Notre contrainte de range pour le capteur de CO_2.

5.5 $\dot{m}_a$ brut vers $\dot{m}_a$

Afin de récupérer le débit massique d'air entrant dans la moteur $\dot{m}_a$[g/s], le post-traitement suivant doit être appliqué à $\dot{m}_a$ brut [67] :

Donnée acquise	Post-traitement à appliquer	Donnée post-traitée
$\dot{m}_a$ brut = 41 10 A_{hex} B_{hex} avec : - A_{hex} : le byte A en hexadécimale - B_{hex} : le byte B en hexadécimale	$(256.A_{dec}+B_{dec})/100$ avec : - A_{dec} : le byte A en décimale - B_{dec} : le byte B en décimale	$\dot{m}_a$[g/s]

5.6 $\dot{V}_c$ brut vers $\dot{V}_c$

Afin de récupérer le débit volumique de carburant consommé $\dot{V}_c$[l/h], le post-traitement suivant doit être appliqué à $\dot{V}_c$ brut [68] :

Donnée acquise	Post-traitement à appliquer	Donnée post-traitée
$\dot{V}_c$ brut = 41 5E A_{hex} B_{hex} avec : - A_{hex} : le byte A en hexadécimale - B_{hex} : le byte B en hexadécimale	$(256.A_{dec}+B_{dec})/20$ avec : - A_{dec} : le byte A en décimale - B_{dec} : le byte B en décimale	$\dot{V}_c$[l/h]

5.7 v brut vers v

Afin de récupérer la vitesse du véhicule v[km/h], le post-traitement suivant doit être appliqué à v brut [69] :

Donnée acquise	Post-traitement à appliquer	Donnée post-traitée
v brut = 41 0D A_{hex} avec : - A_{hex} : le byte A en hexadécimale	A_{dec} avec : - A_{dec} : le byte A en décimale	v[km/h]

5.8 RPM brut vers RPM

Afin de récupérer le régime du moteur RPM[tr/min], le post-traitement suivant doit être appliqué à RPM brut [70] :

Donnée acquise	Post-traitement à appliquer	Donnée post-traitée
RPM brut = 41 0C A_{hex} B_{hex} avec : - A_{hex} : le byte A en hexadécimale - B_{hex} : le byte B en hexadécimale	$(256.A_{dec}+B_{dec})/4$ avec : - A_{dec} : le byte A en décimale - B_{dec} : le byte B en décimale	RPM[tr/min]

67. Pour plus d'informations, voyez `https://en.wikipedia.org/wiki/OBD-II_PIDs`, consulté le 09/08/2018.
68. Pour plus d'informations, voyez `https://en.wikipedia.org/wiki/OBD-II_PIDs`, consulté le 09/08/2018.
69. Pour plus d'informations, voyez `https://en.wikipedia.org/wiki/OBD-II_PIDs`, consulté le 09/08/2018.
70. Pour plus d'informations, voyez `https://en.wikipedia.org/wiki/OBD-II_PIDs`, consulté le 09/08/2018.

5.9 λ brut vers λ

Afin de récupérer le coefficient d'excès d'air de la combustion $\lambda[-]$, le post-traitement suivant doit être appliqué à λ brut [71] :

Donnée acquise	Post-traitement à appliquer	Donnée post-traitée
λ brut = 41 25 A_{hex} B_{hex} C_{hex} D_{hex} [72] avec : - A_{hex} : le byte A en hexadécimale - B_{hex} : le byte B en hexadécimale - C_{hex} : le byte C en hexadécimale - D_{hex} : le byte D en hexadécimale	$2.(256.A_{dec}+B_{dec})/65536$ avec : - A_{dec} : le byte A en décimale - B_{dec} : le byte B en décimale	$\lambda[-]$
	$8.(256.C_{dec}+D_{dec})/65536$ avec : - C_{dec} : le byte C en décimale - D_{dec} : le byte D en décimale	V_λ[V][73]

5.10 p_{adm} brut vers p_{adm}

Afin de récupérer la pression d'admission de l'air dans le moteur p_{adm}[kPa], le post-traitement suivant doit être appliqué à p_{adm} brut[74] :

Donnée acquise	Post-traitement à appliquer	Donnée post-traitée
p_{adm} brut = 41 0B A_{hex} avec : - A_{hex} : le byte A en hexadécimale	A_{dec} avec : - A_{dec} : le byte A en décimale	p_{adm}[kPa]

5.11 T_{adm} brut vers T_{adm}

Afin de récupérer la température d'admission de l'air dans le moteur $T_{adm}[^\circ C]$, le post-traitement suivant doit être appliqué à T_{adm} brut[75] :

Donnée acquise	Post-traitement à appliquer	Donnée post-traitée
T_{adm} brut = 41 0F A_{hex} avec : - A_{hex} : le byte A en hexadécimale	A_{dec} - 40 avec : - A_{dec} : le byte A en décimale	$T_{adm}[^\circ C]$

71. Pour plus d'informations, voyez `https://en.wikipedia.org/wiki/OBD-II_PIDs`, consulté le 09/08/2018.
72. La sonde lambda large bande retenue est celle située après le catalyseur, c'est-à-dire, celle située le plus proche de l'échappement du véhicule.
73. λ brut permet également de récupérer V_λ[V] : la tension aux bornes de la sonde lambda large bande située après le catalyseur. Cette tension nous sera utile pour extrapoler la valeur de λ dans le cas d'une voiture diesel (voyez, Chapitre 6, Section 6.4).
74. Pour plus d'informations, voyez `https://en.wikipedia.org/wiki/OBD-II_PIDs`, consulté le 09/08/2018.
75. Pour plus d'informations, voyez `https://en.wikipedia.org/wiki/OBD-II_PIDs`, consulté le 09/08/2018.

5.12 Récapitulatif des données disponibles à l'analyse

Le tableau ci-dessous reprend les données disponibles à l'analyse :

$ppm_{v,NO}[\mu m^3/m^3]$	La fraction volumique en partie par million de NO dans les gaz d'échappement
$ppm_{v,NO_2}[\mu m^3/m^3]$	La fraction volumique en partie par million de NO_2 dans les gaz d'échappement
$[O_2][m^3/m^3]$	La fraction volumique de O_2 dans les gaz d'échappement
$[CO_2][m^3/m^3]$	La fraction volumique de CO_2 dans les gaz d'échappement
$\dot{m}_a$[g/s]	Le débit massique d'air entrant dans le moteur
$\dot{V}_c$[l/h]	Le débit volumique de carburant consommé
v[km/s]	La vitesse du véhicule
RPM[tr/min]	Le régime du moteur
$\lambda[-]$	Le coefficient d'excès d'air de la combustion
V_λ[V]	La tension aux bornes de la sonde lambda large bande située après le catalyseur
p_{adm}[kPa]	La pression d'admission de l'air dans le moteur
$T_{adm}[°C]$	La température d'admission de l'air dans le moteur

TABLE 5.2 – Données disponibles à l'analyse.

Chapitre 6

Analyse des données

Les données nécessaires pour déterminer la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement ayant été post-traitées, nous allons pouvoir, sur base d'un test, les analyser. Cette analyse nous permettra, d'une part, de mieux comprendre ces données et, d'autre part, d'acquérir les données manquantes à la détermination de la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement [1].

Ce chapitre sera divisé en 5 sections. Dans une première section, nous décrirons le test réalisé. Ensuite, dans une deuxième section, nous validerons les capteurs de gaz utilisés par notre système de mesures. Dans une troisième section, nous nous intéresserons à l'influence de la sensibilité croisée des capteurs de gaz sur le système de mesures. Une quatrième section sera, quant à elle, consacrée au calcul du shift de temps qui existe entre les données acquises via la prise OBD2 et les données acquises via les capteurs de gaz. Ce calcul du shift de temps nous permettra également de récupérer le coefficient d'excès d'air λ lorsque le véhicule utilisé est un véhicule diesel. Finalement, dans une dernière section, nous déterminerons la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement en fonction des différentes méthodes envisagées précédemment [2].

1. Dans ce chapitre, toutes les données analysées et déterminées devront être regardées à travers le prisme de l'incertitude inhérent à tous les systèmes de mesures.

2. Voyez, Chapitre 2. Afin que le lecteur ne doive pas relire le Chapitre 2, ces méthodes seront rappelées dans ce chapitre.

6.1 Le test réalisé

Le véhicule utilisé, lors du test, est un véhicule diesel Tucson 1,4l de 2017 de la marque Hyundai [3]. La distance qui a été parcourue par le véhicule, lors du test, est de 14km. Les graphes ci-dessous représentent l'évolution de la vitesse v, du régime du moteur RPM et de la charge du moteur [4] au cours du test en fonction du temps :

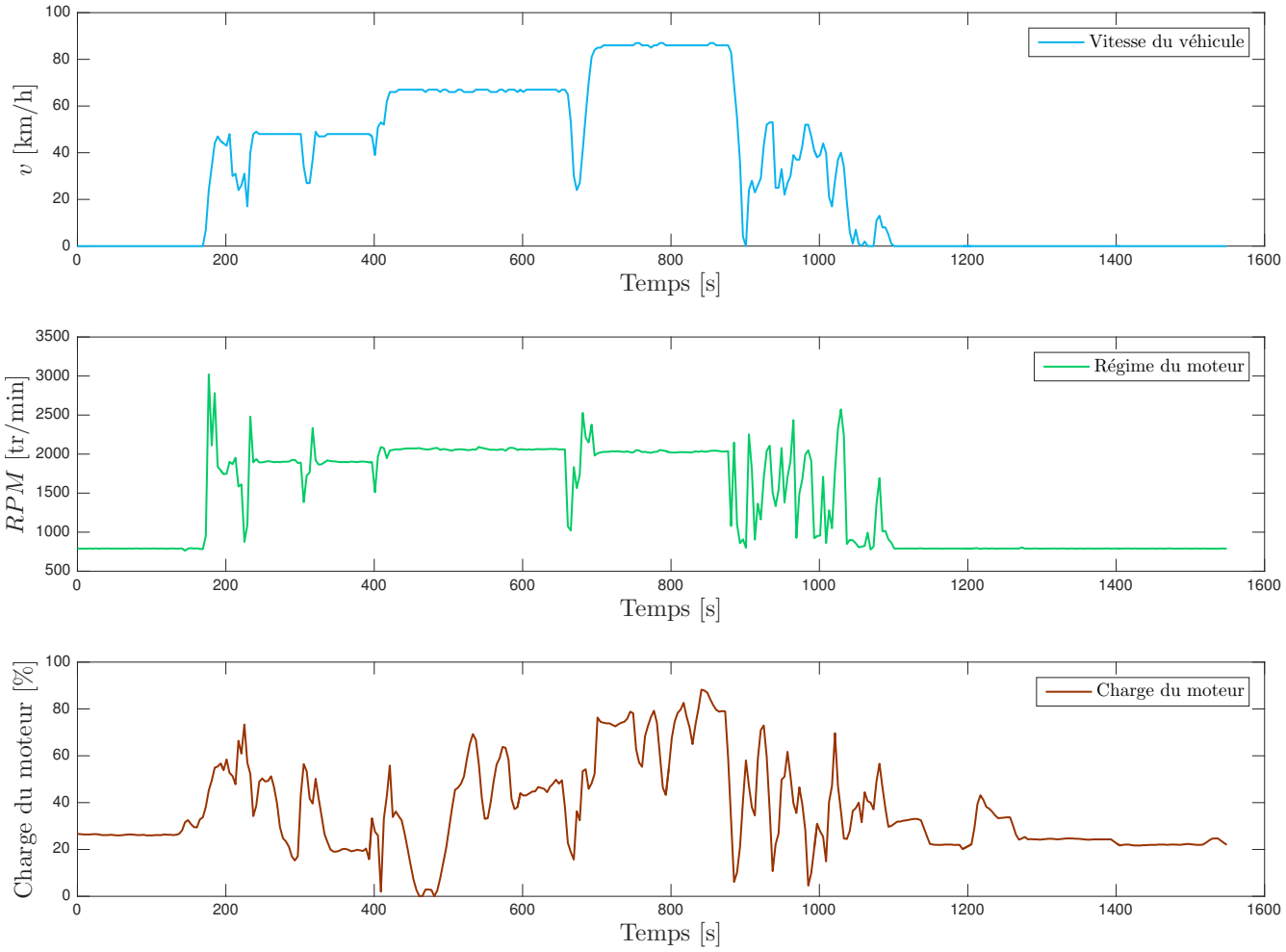


FIGURE 6.1 – Évolution de v, RPM et de la charge du moteur au cours du test en fonction du temps.

Lors du test, nous avons essayé de rouler par palier de 50km/h, 70km/h et 90km/h à un régime moteur constant de 2000 tr/min.

3. Á ce stade, il convient de mentionner que la démarche d'analyse utilisée dans ce chapitre, à l'exception de la récupération du coefficient d'excès d'air λ qui, elle, est propre aux véhicules diesel, s'applique également aux véhicules essence. Nous rappelons également que notre système de mesures a été conçu pour des véhicules disposant de sondes lambda large bande. Les véhicules essence disposent, en principe, tous de sondes lambda large bande depuis 2010. Pour les véhicules diesel, seuls certains véhicules récents possèdent des sondes lambda mais, lorsqu'ils en possèdent, il s'agit de sondes lambda large bande. Cependant, la législation va rendre obligatoire les sondes lambda pour les véhicules diesel futurs et elles seront à priori à large bande. Par conséquent, si notre système de mesures est utilisable actuellement sur l'ensemble des véhicules essence et seulement sur certains véhicules diesel récents, il sera utilisable à l'avenir pour l'ensemble des véhicules essence et diesel.

4. La charge du moteur rendue par la prise OBD2 est exprimée en pourcent. Elle correspond au rapport entre le travail apporté par le moteur à un certain régime et le travail maximal envisageable à ce régime. Notre système de mesures ayant acquis la charge du moteur brute, nous avons dû la post-traiter pour l'obtenir en pourcent. Le post-traitement à appliquer est le suivant :

Donnée acquise	**Post-traitement à appliquer**	**Donnée post-traitée**
Charge du moteur brute = 41 04 A_{hex} avec : - A_{hex} : le byte A en hexadécimale	$\frac{100}{255} A_{dec}$ avec : - A_{dec} : le byte A en décimale	Charge du moteur[%]

6.2 La validation des capteurs de gaz

Afin de valider les capteurs de gaz utilisés par le système de mesures, nous avons comparé leurs valeurs rendues au ralenti, pour des régimes du moteur $RPM = 800$ tr/min et $RPM = 2500$ tr/min, avec les valeurs rendues par l'analysateur de fumées Testo 350-XL [5]. Le tableau ci-dessous reprend les résultats obtenus [6] :

Régime du moteur	800 [tr/min]				2500 [tr/min]			
Gaz mesuré	NO_2 [ppm]	O_2 [%]	NO [ppm]	CO_2 [%]	NO_2 [ppm]	O_2 [%]	NO [ppm]	CO_2 [%]
Résultats des capteurs	33	16,38	357	3,70	20,4	17,24	308	3,17
Résultats du Testo	34,3	16,06	401	3,57	18,6	17,56	289	2,47
Différence absolue	1,3	0,32	44	0,13	1,8	0,32	19	0,70
Différence relative [%]	3,8	2	11	3,6	9,7	1,8	6,6	28

TABLE 6.1 – Résultats obtenus au ralenti par les capteurs de gaz et par le Testo 350-XL pour $RPM = 800$ tr/min et $RPM = 2500$ tr/min.

En analysant ce tableau, on constate que les résultats obtenus par les capteurs de gaz sont globalement dans le même ordre de grandeur que ceux obtenus par le Testo 350-XL, ce qui tend à penser que les capteurs de gaz ont été correctement implémentés et calibrés.

6.3 L'influence de la sensibilité croisée des capteurs de gaz sur le système de mesures

Un capteur de gaz ne mesure jamais, avec une précision absolue, la concentration du gaz d'intérêt. Il est sensible à son environnement et, notamment, à la présence d'autres gaz que le gaz d'intérêt. Cette sensibilité à la présence d'autres gaz que le gaz d'intérêt s'appelle la sensibilité croisée. Chaque capteur de gaz possède une sensibilité croisée avec certains gaz, il est donc important de s'intéresser à la sensibilité croisée des capteurs de gaz utilisés par le système de mesures.

Les capteurs d'O_2 et de CO_2 ne possédant pas de sensibilité croisée significative avec les autres gaz présents dans les gaz d'échappement, leur sensibilité croisée ne sera pas étudiée [7]. Par contre, les capteurs NO-AE et NO2-AE possédant une sensibilité croisée significative avec d'autres gaz présents dans les gaz d'échappement [8], nous allons étudier leur sensibilité croisée.

5. Voyez, `http://express.cleanair.com/PortableGasAnalyzers/pdf/testo350brochure.pdf`, consulté le 17/08/2018.

6. Lors du test de validation, le Testo 350-XL était positionné à l'échappement du véhicule, les capteurs de gaz étant dans le coffre du véhicule. Par conséquent, il convient de préciser que les résultats des capteurs de gaz ont été obtenus en moyennant les valeurs acquises sur un test de validation de 3 minutes. Tandis que les résultats du Testo 350-XL ont été obtenus de manière instantanée à la moitié du test de validation afin de tenir compte du shift de temps qui existe entre l'échappement du véhicule et l'acquisition des données par les capteurs de gaz. Cependant, le but du test de validation étant de confirmer l'implémentation et la calibration des capteurs de gaz, les erreurs de mesures commises ne remettent pas en cause notre constatation finale.

7. Voyez, datasheet du capteur O2-C2 disponible en Annexe D.10. En ce qui concerne le capteur de CO_2, sa datasheet ne mentionnant pas sa sensibilité croisée, nous ferons l'hypothèse qu'il n'en possède pas avec les autres gaz présents dans les gaz d'échappement.

8. Voyez, datasheet du capteur NO-AE disponible en Annexe D.9 et datasheet du capteur NO2-AE disponible en Annexe D.11.

6.3.1 Influence de ppm_{v,NO_2} sur le capteur NO-AE

Le tableau-ci dessous reprend la sensibilité croisée du capteur NO-AE [9] :

CROSS SENSITIVITY	H_2S	sensitivity	% measured gas @ 20ppm	H_2S	< 50
	NO_2	sensitivity	% measured gas @ 50ppm	NO_2	< 20
	Cl_2	sensitivity	% measured gas @ 10ppm	Cl_2	< 25
	SO_2	sensitivity	% measured gas @ 20ppm	SO_2	< 5
	CO	sensitivity	% measured gas @ 400ppm	CO	< 0.1
	H_2	sensitivity	% measured gas @ 400ppm	H_2	< 0.1
	C_2H_4	sensitivity	% measured gas @ 400ppm	C_2H_4	< 0.1
	NH_3	sensitivity	% measured gas @ 20ppm	NH_3	< 0.1
	CO_2	sensitivity	% measured gas @ 5% Vol	CO_2	< 0.1

FIGURE 6.2 – Sensibilité croisée du capteur NO-AE.

En analysant ce tableau, on observe que le capteur NO-AE possède une sensibilité croisée significative avec ppm_{v,NO_2} [10]. En présence de $ppm_{v,NO_2} = 50$ppm, cette sensibilité croisée correspond à une erreur de mesure sur $ppm_{v,NO}$ de maximum +10ppm par rapport à la valeur réelle de $ppm_{v,NO}$. En faisant l'hypothèse que cette relation est linéaire [11] et en tenant compte de la figure 6.10 qui semble indiquer que ppm_{v,NO_2} et $ppm_{v,NO}$ sont dans un rapport approximatif de 1/10, ppm_{v,NO_2} peut théoriquement engendrer une erreur de mesure sur $ppm_{v,NO}$ de maximum +2% par rapport à la valeur réelle de $ppm_{v,NO}$.

6.3.2 Influence de $ppm_{v,NO}$ sur le capteur NO2-AE

Le tableau-ci dessous reprend la sensibilité croisée du capteur NO2-AE [12] :

CROSS SENSITIVITY	CO	sensitivity	% measured gas @ 400ppm	CO	< 3.5
	NO	sensitivity	% measured gas @ 50ppm	NO	< 2
	SO_2	sensitivity	% measured gas @ 20ppm	SO_2	< -30
	Cl_2	sensitivity	% measured gas @ 5ppm	Cl_2	< 90
	H_2	sensitivity	% measured gas @ 400ppm	H_2	< -0.8
	H_2S	sensitivity	% measured gas @ 200ppm	H_2S	< -220
	C_2H_4	sensitivity	% measured gas @ 400ppm	C_2H_4	< 0.1
	NH_3	sensitivity	% measured gas @ 20ppm	NH_3	< -1
	CO_2	sensitivity	% measured gas @ 5% volume	CO_2	0
	O_3	sensitivity	% measured gas @ 100ppb	O_3	< 120

FIGURE 6.3 – Sensibilité croisée du capteur NO2-AE.

En analysant ce tableau, on observe que le capteur NO2-AE possède une sensibilité croisée significative avec $ppm_{v,NO}$ [13]. En présence de $ppm_{v,NO} = 50$ppm, cette sensibilité croisée correspond à une erreur de mesure sur ppm_{v,NO_2} de maximum +1ppm par rapport à la valeur réelle de ppm_{v,NO_2}. En faisant l'hypothèse que cette relation est linéaire [14] et en tenant compte de la figure 6.10 qui semble indiquer que ppm_{v,NO_2} et $ppm_{v,NO}$ sont dans un rapport approximatif de 1/10, $ppm_{v,NO}$ peut théoriquement engendrer une erreur de mesure sur ppm_{v,NO_2} de maximum +20% par rapport à la valeur réelle de ppm_{v,NO_2}.

Par conséquent, en faisant l'hypothèse que ppm_{v,NO_2} et $ppm_{v,NO}$ sont dans un rapport approximatif de 1/10, la sensibilité croisée des capteurs de gaz ne pourra théoriquement engendrer qu'au maximum 3,64% d'erreur sur la mesure totale des NOx en ppm. En arrondissant cette erreur à 4% suite aux hypothèses que nous avons faites, on en conclut que la sensibilité croisée des capteurs de gaz n'a pas d'influence significative sur le système de mesures et que, par conséquent, nous ne devrons pas la prendre en considération lorsque nous déterminerons la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement.

9. Voyez, datasheet du capteur NO-AE disponible en Annexe D.9.

10. La sensibilité croisée du capteur NO-AE avec $[CO_2]$ n'étant pas significative, nous ne l'analyserons pas. Le capteur NO-AE possède également une sensibilité croisée avec le CO et le H_2. Cette sensibilité croisée sera supposée être nulle. En effet, comme nous le verrons, nous avons fait l'hypothèse que la combustion dans le moteur ne génère pas d'imbrûlé.

11. Il convient de mentionner que la sensibilité croisée étant dépendante des conditions de mesures, cette hypothèse est une hypothèse forte.

12. Voyez, datasheet du capteur NO2-AE disponible en Annexe D.11.

13. Le capteur NO2-AE possède également une sensibilité croisée avec le CO et le H_2. Cette sensibilité croisée sera supposée être nulle. En effet, comme nous le verrons, nous avons fait l'hypothèse que la combustion dans le moteur ne génère pas d'imbrûlé.

14. Il convient de mentionner que la sensibilité croisée étant dépendante des conditions de mesures, cette hypothèse est une hypothèse forte.

6.4 Le shift de temps

Il existe un shift de temps entre les données acquises via la prise OBD2 et les données acquises via les capteurs de gaz. Les données acquises via la prise OBD2 seront supposées avoir été acquises simultanément et instantanément, ce qui nous permet de faire l'hypothèse que le temps, entre l'entrée de l'air dans le moteur et l'acquisition, via la sonde lambda large bande, du coefficient d'excès d'air λ qui lui est associé, est nul. Par conséquent, ce shift de temps correspond au temps nécessaire aux gaz d'échappement pour parcourir la distance entre la sonde lambda large bande, située après le catalyseur, et les capteurs de gaz qui, eux, se trouvent dans le coffre du véhicule, combiné avec le temps de réponse des capteurs de gaz.

Afin de déterminer ce shift de temps, nous allons comparer les concentrations d'O_2 mesurées par le capteur d'O_2, au cours du test, avec les concentrations d'O_2 présentes, lors du test, au niveau de la sonde lambda large bande.

Pour connaître les concentrations d'O_2 présentes, lors du test, au niveau de la sonde lambda large bande, il nous faut partir de l'équation chimique d'une réaction de combustion dont le comburant est de l'air. Cette équation chimique est telle que :

$$\begin{aligned} CH_yO_x + \lambda(1+\frac{y-2x}{4})(O_2+3.76N_2) \rightarrow (1-k)CO_2 + kCO + k\frac{y}{4}H_2 + (1-\frac{k}{2})\frac{y}{2}H_2O \\ + ((\lambda-1)(1+\frac{y-2x}{4}) + \frac{k}{2}(1+\frac{y}{4}))O_2 \\ + 3.76\lambda(1+\frac{y-2x}{4})N_2 \end{aligned} \tag{6.1}$$

avec λ[-] : le coefficient d'excès d'air de la combustion et k[-] : le coefficient d'imbrûlés de la combustion qui est tel que :

$$k = \frac{[CO]}{[CO]+[CO_2]} \tag{6.2}$$

Par conséquent, en tenant compte uniquement des gaz secs, nous avons que :

$$[O_2] = \frac{((\lambda-1)(1+\frac{y-2x}{4}) + \frac{k}{2}(1+\frac{y}{4}))}{(1-k)+k+k\frac{y}{4} + ((\lambda-1)(1+\frac{y-2x}{4}) + \frac{k}{2}(1+\frac{y}{4})) + 3.76\lambda(1+\frac{y-2x}{4})} \tag{6.3}$$

En outre, en faisant l'hypothèse que la combustion ne génère pas d'imbrûlé [15], $k = 0$ et l'équation 6.3 peut s'écrire sous la forme :

$$[O_2] = \frac{(\lambda-1)(1+\frac{y-2x}{4})}{1+(\lambda-1)(1+\frac{y-2x}{4}) + 3.76\lambda(1+\frac{y-2x}{4})} \tag{6.4}$$

Finalement, en supposant que la formule chimique fictive du diesel est $C_{7,25}H_{13}$ [16][10], x est égal à 0 et y à 13/7,25 pour les véhicules diesel, et nous obtenons le relation suivante :

$$[O_2] = \frac{(\lambda-1)(1+\frac{13}{29})}{1+(\lambda-1)(1+\frac{13}{29}) + 3.76\lambda(1+\frac{13}{29})} \tag{6.5}$$

nous permettant de connaître les concentrations d'O_2 présentes, lors du test, au niveau de la sonde lambda large bande à partir de l'acquisition, via cette sonde, des coefficients d'excès d'air λ qui leur sont associés.

15. Pour les véhicules diesel, la combustion dans le moteur se réalisant avec un coefficient d'excès d'air λ supérieur à 1, cette hypothèse est vraie. Pour les véhicules essence, la combustion dans le moteur se réalise avec un coefficient d'excès d'air λ proche de 1. Par conséquent, la combustion dans un moteur essence ne générera pas ou peu d'imbrûlés, ce qui nous laisse penser que cette hypothèse est également vraie pour les véhicules essence.

16. Pour les véhicules essence, on supposera que la formule chimique fictive de l'essence est C_7H_{16}. Par conséquent, x sera égal à 0 et y à 16/7 pour les véhicules essence[10].

Cependant, la prise OBD2 ayant été implémentée par ses concepteurs pour les véhicules essence, le coefficient d'excès d'air λ a été borné à 2. En effet, la combustion dans les moteurs essence se réalisant avec un coefficient d'excès d'air λ proche de 1, sa valeur ne dépassera jamais 2. Or, pour les véhicules diesel, ce coefficient d'excès d'air λ sera amené à dépasser 2. Par conséquent, les valeurs du coefficient d'excès d'air λ supérieures à 2, lors du test, ont été acquises par le système de mesures en étant bornées à 2. Afin de pouvoir récupérer ces valeurs supérieures à 2, nous avons reconstitué la fonction de transfert de la sonde lambda large bande [17] à partir de la mesure, lors du test, du coefficient d'excès d'air λ et de la tension aux bornes de la sonde lambda large bande V_λ [18]. La figure ci-dessous (Fig. 6.4) représente la fonction de transfert reconstituée et inversée de la sonde lambda large bande :

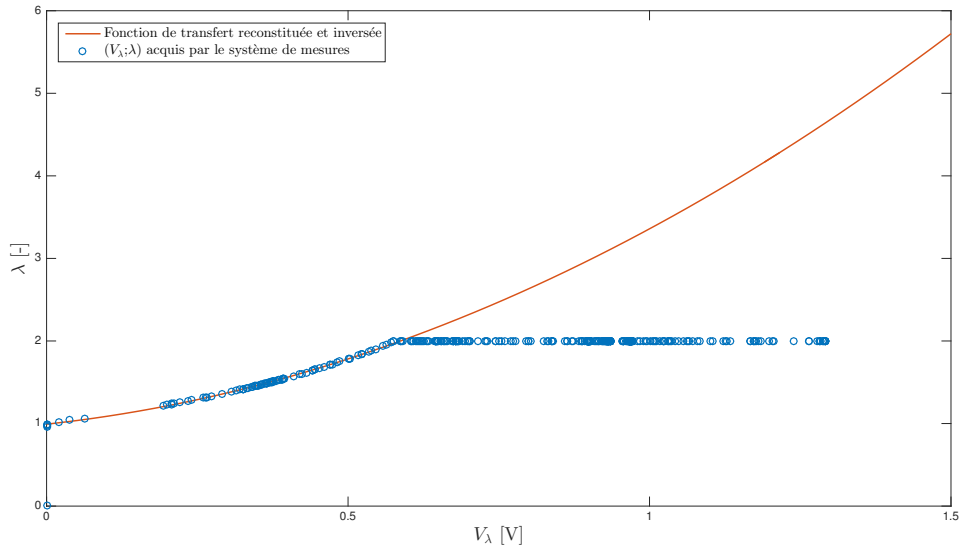


FIGURE 6.4 – Fonction de transfert reconstituée et inversée de la sonde lambda large bande.

Grâce à cette fonction de transfert reconstituée et inversée, nous avons été capables, en utilisant la mesure de la tension aux bornes de la sonde lambda large bande V_λ, de récupérer les valeurs du coefficient d'excès d'air λ qui avaient été bornées à 2. La figure ci-dessous (Fig. 6.5) permet de confirmer l'exactitude des valeurs récupérées du coefficient d'excès d'air λ :

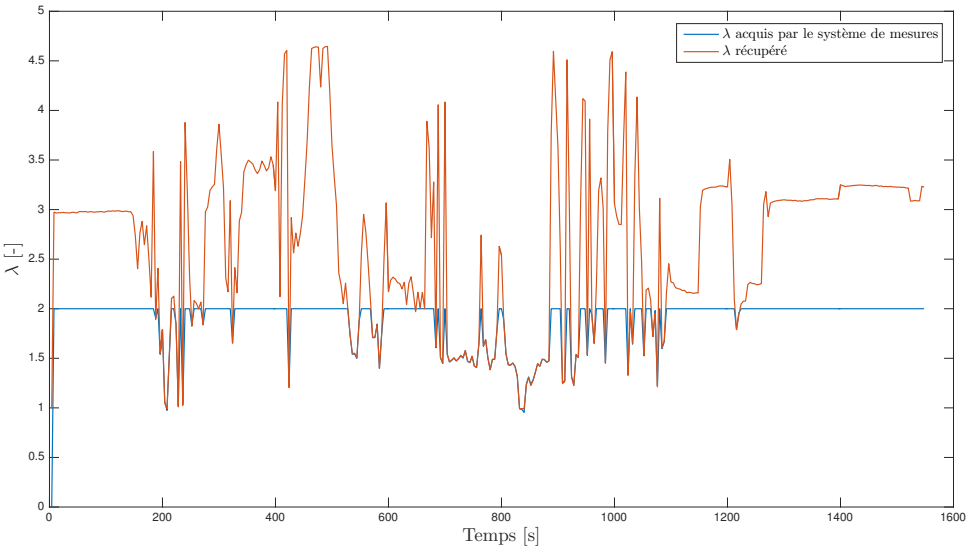


FIGURE 6.5 – Évolution de λ acquis par le système de mesures et de λ récupéré au cours du test en fonction du temps.

17. Une telle reconstitution ne devra pas être effectuée pour les véhicules essence. En effet, la combustion dans les moteurs essence se réalisant avec un coefficient d'excès d'air λ proche de 1, les valeurs du coefficient d'excès d'air λ acquises par le système de mesures ne seront jamais bornées.

18. Pour rappel, en plus d'être capable d'acquérir le coefficient d'excès d'air λ, le système de mesures est également capable d'acquérir la tension aux bornes de la sonde lambda large bande V_λ qui, elle, n'est pas bornée.

Il est intéressant d'observer sur la figure 6.5 que certaines valeurs du coefficient d'excès d'air λ sont inférieures à 1,5. Or, le véhicule testé étant un véhicule diesel, on s'attendrait à ce que ces valeurs soient supérieures à 1,5. Cette observation nous amène à penser que la sonde lambda large bande a été mal calibrée par le constructeur [19]. Afin de vérifier cette hypothèse, nous allons comparer le coefficient d'excès d'air λ acquis par le système de mesures avec celui calculé à partir du capteur d'O_2. La figure ci-dessous (Fig. 6.6) reprend, en fonction du temps, l'évolution, au cours du test, du coefficient d'excès d'air λ acquis par le système de mesures et celui calculé à partir du capteur d'O_2 :

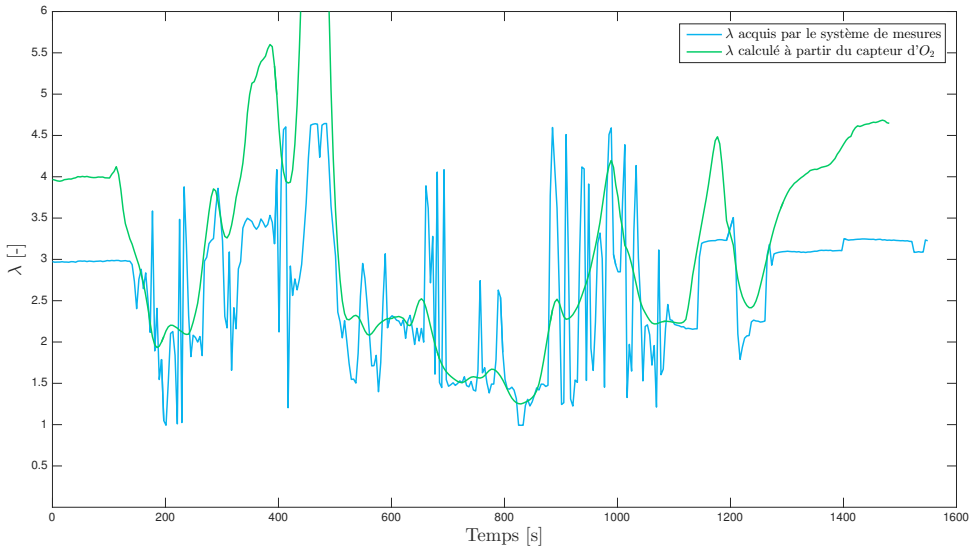


FIGURE 6.6 – Évolution de λ acquis par le système de mesures et de λ calculé à partir du capteur d'O_2 au cours du test en fonction du temps.

La figure 6.6 semble confirmer que la sonde lambda large bande a été mal calibrée par le constructeur. En effet, les valeurs du coefficient d'excès d'air λ calculées à partir du capteur d'O_2 sont, dans leur écrasante majorité, supérieures à 1,5. Afin de régler ce problème de calibration, nous avons pensé lisser la courbe représentant le coefficient d'excès d'air λ acquis par le système de mesures. La figure ci-dessous (Fig. 6.7) reprend le résultat obtenu :

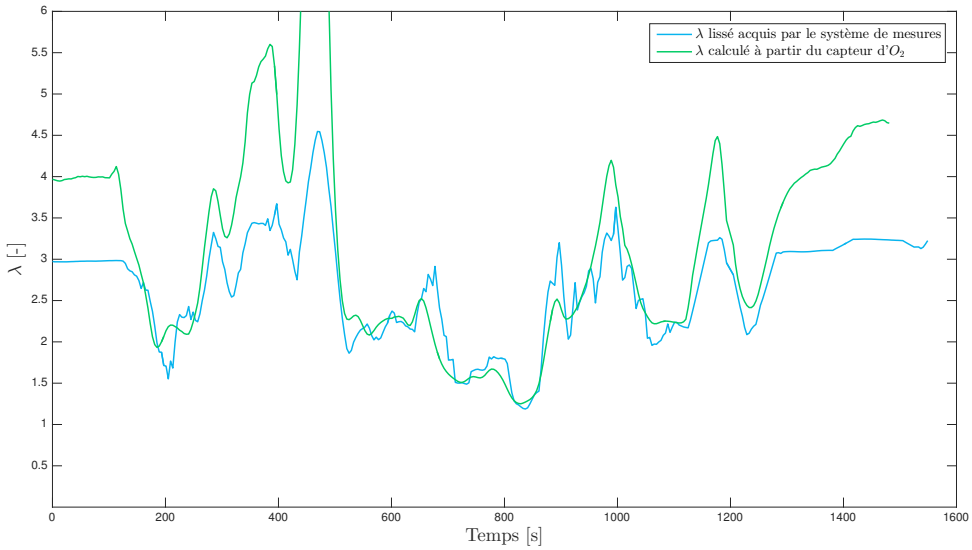


FIGURE 6.7 – Évolution de λ lissé acquis par le système de mesures et de λ calculé à partir du capteur d'O_2 au cours du test en fonction du temps.

19. Il convient de mentionner que ce potentiel problème de calibration n'a que très peu d'impact sur les résultats obtenus. En effet, dans le cadre du shift de temps, ce que l'on cherche à comparer, ce sont des tendances d'O_2 mesurées par le capteur d'O_2, au cours du test, avec des tendances d'O_2 présentes, lors du test, au niveau de la sonde lambda large bande. Pour ce qui concerne la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement, la contribution du coefficient d'excès d'air λ est non significative. En effet, lorsque le coefficient d'excès d'air λ sera utilisé, il le sera uniquement pour déterminer le débit massique de carburant $\dot{m}_c$. Or, comme nous le verrons, le débit massique de carburant $\dot{m}_c$ n'influence pas significativement la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement.

On observe que, grâce au lissage, la courbe représentant le coefficient d'excès d'air λ acquis par le système de mesures coïncide davantage avec celle représentant le coefficient d'excès d'air λ calculé à partir du capteur d'O_2. Par ailleurs, le lissage a également eu pour effet de remonter les valeurs du coefficient d'excès d'air λ acquises par le système de mesures qui étaient inférieures à 1,5. Ces valeurs sont maintenant, dans leur écrasante majorité, supérieures à 1,5. Le lissage nous semble, par conséquent, être une bonne idée.

Les valeurs du coefficient d'excès d'air λ supérieures à 2 ayant été récupérées, nous pouvons à présent déterminer le shift de temps en comparant les concentrations d'O_2 mesurées par le capteur d'O_2, au cours du test, avec les concentrations d'O_2 présentes, lors du test, au niveau de la sonde lambda large bande. La figure ci-dessous (Fig. 6.8) reprend l'évolution en fonction du temps, au cours du test, des concentrations d'O_2 mesurées par le capteur d'O_2 et de celles présentes au niveau de la sonde lambda large bande. Afin de faciliter la comparaison, la courbe représentant l'évolution des concentrations d'O_2 présentes au niveau de la sonde lambda large bande a été lissée.

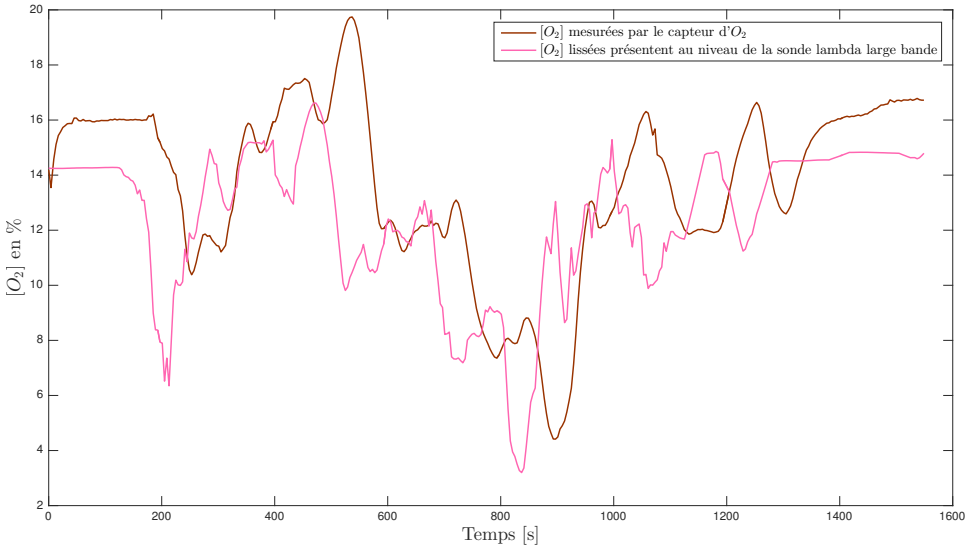


FIGURE 6.8 – Évolution des [O_2] mesurées par le capteur d'O_2 et de celles lissées présentes au niveau de la sonde lambda large bande au cours du test en fonction du temps.

On observe sur la figure 6.8 que les maxima et les minima des 2 courbes coïncident lorsqu'on translate de 65s vers la gauche la courbe représentant les concentrations d'O_2 mesurées par le capteur d'O_2, ce qui tend à penser que le shift de temps est de 65s. La figure ci-dessous (Fig. 6.9) permet de confirmer l'exactitude du shift de temps :

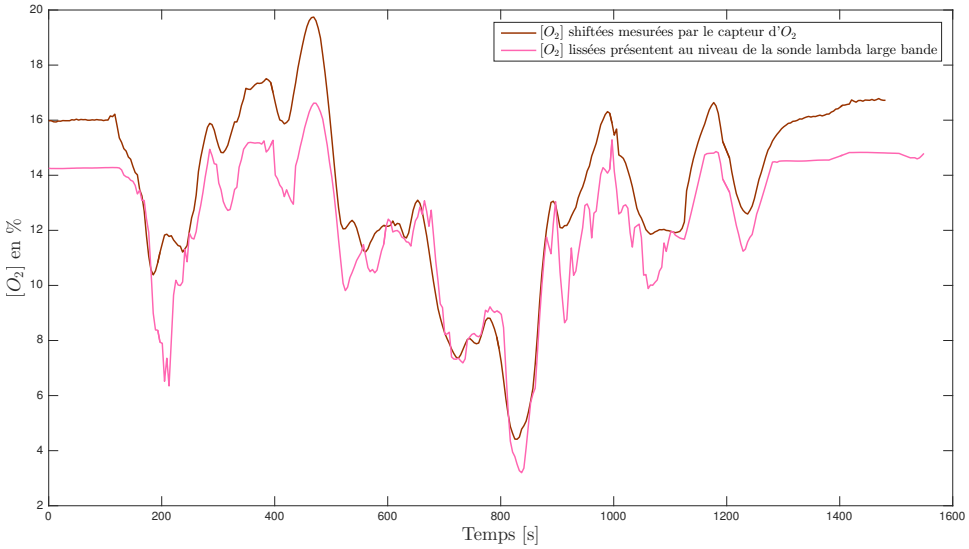


FIGURE 6.9 – Évolution des [O_2] shiftées mesurées par le capteur d'O_2 et de celles lissées présentes au niveau de la sonde lambda large bande au cours du test en fonction du temps.

Finalement, les temps de réponse des capteurs de gaz étant sensiblement identiques [20], nous appliquerons le shift de temps de 65s à l'ensemble des capteurs de gaz, ce qui permettra de faire coïncider les données acquises via les capteurs de gaz avec celles acquises via la prise OBD2.

20. En effet, en observant la figure 6.10, nous pouvons raisonnablement penser que leurs temps de réponse seront dans le même ordre de grandeur.

6.5 La quantité de NOx en g/km en fonction des différentes méthodes

Dans cette section, nous allons déterminer la quantité de NOx en g/km émise par le véhicule durant le test en fonction des différentes méthodes envisagées précédemment.

Pour rappel [21], la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement d'un véhicule est telle que :

$$NOx = \frac{\dot{m}_{NO} + \dot{m}_{NO_2}}{v} \tag{6.6}$$

avec $\dot{m}_{NO}$[g/s] : le débit massique de NO dans les gaz d'échappement, $\dot{m}_{NO_2}$[g/s] : le débit massique de NO_2 dans les gaz d'échappement et v[km/s] : la vitesse du véhicule, les vitesses en dessous de 1km/h n'étant pas prises en compte.

En exprimant la relation 6.6 en fonction de données connues ou pouvant être acquises par le système de mesures, nous avions envisagé 4 méthodes nous permettant de déterminer la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement. En posant :

$ppm_{v,NO}[\mu m^3/m^3]$	La fraction volumique en partie par million de NO dans les gaz d'échappement
$ppm_{v,NO_2}[\mu m^3/m^3]$	La fraction volumique en partie par million de NO_2 dans les gaz d'échappement
$[O_2][m^3/m^3]$	La fraction volumique de O_2 dans les gaz d'échappement
$[CO_2][m^3/m^3]$	La fraction volumique de CO_2 dans les gaz d'échappement
$\dot{m}_a$[g/s]	Le débit massique d'air entrant dans le moteur
$\dot{V}_c$[l/h]	Le débit volumique de carburant consommé
$\dot{m}_c$[g/s]	Le débit massique de carburant consommé
$\dot{m}_{gaz}$[g/s]	Le débit massique des gaz d'échappement
v[km/s]	La vitesse du véhicule
RPM[tr/min]	Le régime du moteur
$\lambda[-]$	Le coefficient d'excès d'air de la combustion
p_{adm}[kPa]	La pression d'admission de l'air dans le moteur
T_{adm}[°C]	La température d'admission de l'air dans le moteur
$\rho_c[g/m^3]$	la masse volumique du carburant
$\eta_{vol}[-]$	Le rendement volumétrique du moteur
AFR_{stoech} [$kg_{air}/kg_{carubrant}$]	Le ratio massique air/carburant engagé lors d'une combustion stœchiométrique
$V_{cyl}[m^3]$	la cylindrée du moteur
R[J/K.mol]	La constante universelle des gaz parfaits qui est égale à 8,314 J/K.mol

nous avions vu que ces 4 méthodes prenaient les formes suivantes :

Méthode 1 : $\dot{m}_a$ obtenu directement et $\dot{m}_c$ obtenu à partir de $\dot{V}_c$

Dans ce cas, la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement en fonction de paramètres connus ou pouvant être acquis par le système de mesures est telle que :

$$NOx = \frac{ppm_{v,NO}.30.10^{-6} + ppm_{v,NO_2}.46.10^{-6}}{v.(4.[O_2] + 16.[CO_2] + 28)}.\dot{m}_{gaz} \tag{6.7}$$

avec

$$\dot{m}_{gaz} = \dot{m}_a + \dot{m}_c = \dot{m}_a + \rho_c.\dot{V}_c.\frac{0,001}{3600} \tag{6.8}$$

21. Voyez, Chapitre 2.

Méthode 2 : $\dot{m}_a$ obtenu directement et $\dot{m}_c$ obtenu à partir de λ et $\dot{m}_a$

Dans ce cas, la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement en fonction de paramètres connus ou pouvant être acquis par le système de mesures est telle que :

$$NOx = \frac{ppm_{v,NO}.30.10^{-6} + ppm_{v,NO_2}.46.10^{-6}}{v.(4.[O_2] + 16.[CO_2] + 28)}.\dot{m}_{gaz} \tag{6.9}$$

avec

$$\dot{m}_{gaz} = \dot{m}_a + \dot{m}_c = \dot{m}_a + \frac{\dot{m}_a}{\lambda.AFR_{stoech}} \tag{6.10}$$

Méthode 3 : $\dot{m}_a$ obtenu indirectement et $\dot{m}_c$ obtenu à partir de $\dot{V}_c$

Dans ce cas, la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement en fonction de paramètres connus ou pouvant être acquis par le système de mesures est telle que :

$$NOx = \frac{ppm_{v,NO}.30.10^{-6} + ppm_{v,NO_2}.46.10^{-6}}{v.(4.[O_2] + 16.[CO_2] + 28)}.\dot{m}_{gaz} \tag{6.11}$$

avec

$$\dot{m}_{gaz} = \dot{m}_a + \dot{m}_c = \frac{28976.p_{adm}.\eta_{vol}.V_{cyl}.RPM}{120.R.(T_{adm} + 273,15)} + \rho_c.\dot{V}_c.\frac{0,001}{3600} \tag{6.12}$$

Méthode 4 : $\dot{m}_a$ obtenu indirectement et $\dot{m}_c$ obtenu à partir de λ et $\dot{m}_a$

Dans ce cas, la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement en fonction de paramètres connus ou pouvant être acquis par le système de mesures est telle que :

$$NOx = \frac{ppm_{v,NO}.30.10^{-6} + ppm_{v,NO_2}.46.10^{-6}}{v.(4.[O_2] + 16.[CO_2] + 28)}.\dot{m}_{gaz} \tag{6.13}$$

avec

$$\dot{m}_{gaz} = \dot{m}_a + \dot{m}_c = \frac{28976.p_{adm}.\eta_{vol}.V_{cyl}.RPM}{120.R.(T_{adm} + 273,15)} + \frac{28976.p_{adm}.\eta_{vol}.V_{cyl}.RPM}{120.R.(T_{adm} + 273,15).\lambda.AFR_{stoech}} \tag{6.14}$$

Nous avions également fait l'hypothèse que η_{vol} était égal à 85% [22]. De plus, nous avions vu que, pour un véhicule diesel, AFR_{stoech} était égal à 14,5 et que ρ_c avait été fixé à 8,5.10^5 g/m^3. Par conséquent, le véhicule testé étant un véhicule diesel, AFR_{stoech} sera égal à 14,5 et ρ_c sera fixé à 8,5.10^5 g/m^3. Nous avions aussi émis l'hypothèse que V_{cyl} serait fourni par le constructeur. Pour le véhicule testé, V_{cyl} est bien fourni par le constructeur et il est égal à 1400cm^3. Finalement, les données disponibles à l'analyse étant $ppm_{v,NO}$, ppm_{v,NO_2}, $[O_2]$, $[CO_2]$, $\dot{m}_a$, $\dot{V}_c$, v, RPM, $\lambda[-]$, p_{adm} et T_{adm}, nous disposons de toutes les données nécessaires pour déterminer la quantité de NOx en g/km émise par le véhicule durant le test en fonction des différentes méthodes envisagées.

En observant les méthodes envisagées, on constate que le facteur $\dot{m}_{gaz} = \dot{m}_a + \dot{m}_c$ est différent pour chacune des méthodes tandis que le facteur :

$$\frac{ppm_{v,NO}.30.10^{-6} + ppm_{v,NO_2}.46.10^{-6}}{v.(4.[O_2] + 16.[CO_2] + 28)}$$

reste identique.

22. En effet, le rendement volumétrique η_{vol} variant en fonction des caractéristiques du moteur, seule une analyse sur le long terme d'un parc de véhicules où nous pouvons acquérir directement le débit massique d'air $\dot{m}_a$ nous permettrait de construire une relation liant le rendement volumétrique du moteur η_{vol} aux caractéristiques du moteur. Dans le cadre de notre mémoire, nous ne disposons pas d'un tel parc automobile et les différents paramètres affectant le rendement volumétrique du moteur η_{vol} ne peuvent être acquis par le système de mesures. Par conséquent, lorsque nous analyserons les données acquises par le système de mesures, nous approximerons le rendement volumétrique du moteur η_{vol} par sa valeur pour un moteur typique : $\eta_{vol} = 85\%$[5].

6.5.1 Le facteur identique pour chacune des méthodes

Afin de mieux comprendre les paramètres principaux de ce facteur que sont $ppm_{v,NO}$, ppm_{v,NO_2}, $[O_2]$ et $[CO_2]$, nous allons représenter leur évolution au cours du test en fonction du temps :

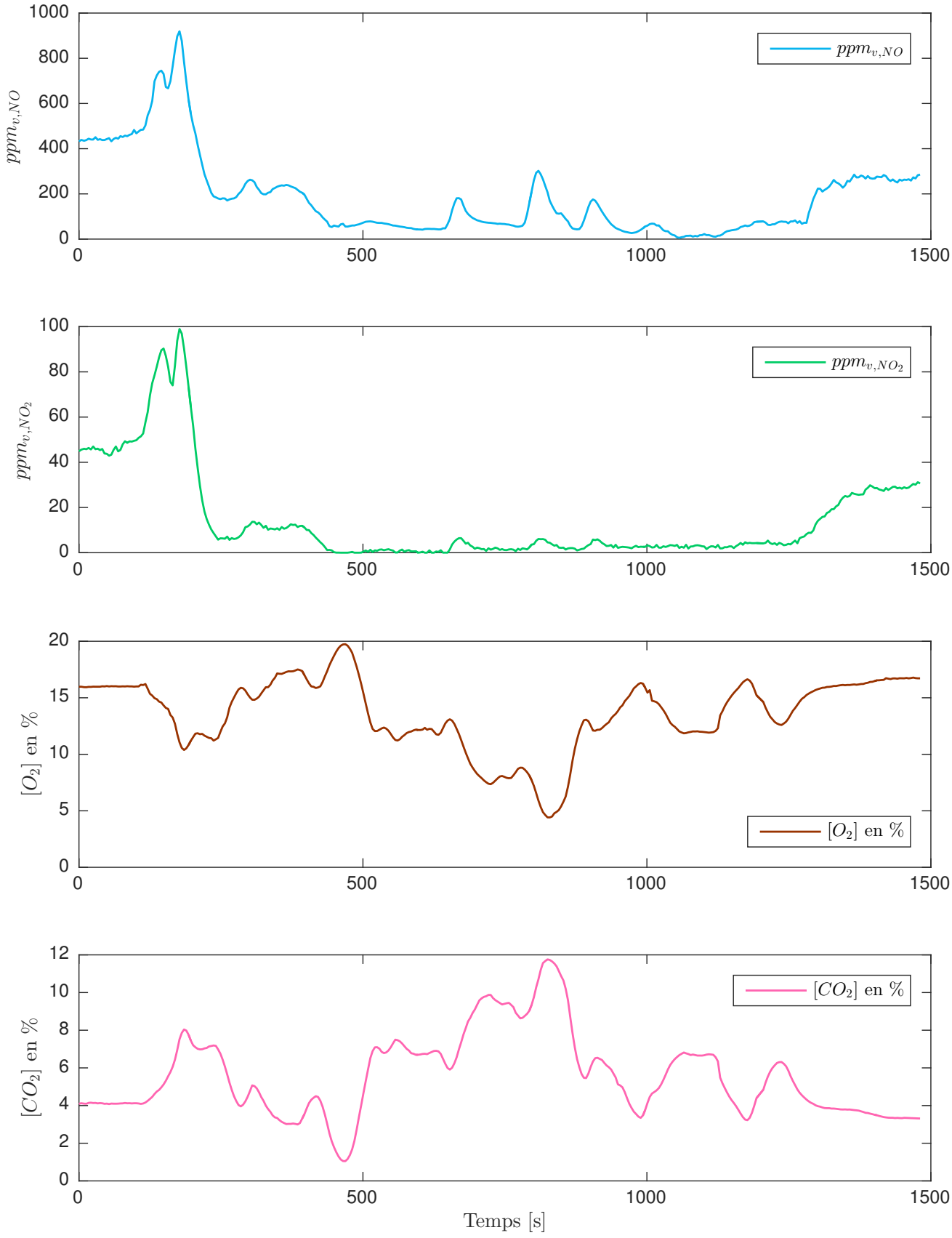


FIGURE 6.10 – Évolution de $ppm_{v,NO}$, ppm_{v,NO_2}, $[O_2]$ et $[CO_2]$ au cours du test en fonction du temps.

6.5.1.1 Observations sur $ppm_{v,NO}$ et ppm_{v,NO_2}

On observe que les valeurs obtenues sont dans les ranges de mesures attendus, à savoir $ppm_{v,NO} \leq 2000$ppm et $ppm_{v,NO_2} \leq 200$ppm. Par ailleurs, la figure 6.10 semble indiquer que ppm_{v,NO_2} et $ppm_{v,NO}$ sont dans un rapport approximatif de 1/10.

6.5.1.2 Observations sur $[O_2]$ et $[CO_2]$

On observe que les valeurs obtenues sont dans les ranges de mesures attendus, à savoir $[O_2] \leq 25\%$ et $[CO_2] \leq 20\%$. Ces valeurs semblent également correspondre aux ordres de grandeur des émissions d'O_2 et de CO_2 d'un véhicule diesel. Par ailleurs, la figure 6.10 semble indiquer qu'il existe une relation miroir entre $[O_2]$ et $[CO_2]$. Pour confirmer cette relation miroir, nous allons utiliser le diagramme d'Ostwald.

Le diagramme d'Ostwald [11] relatif au bilan de matière d'une combustion est la représentation dans le plan $\{[O_2], [CO_2]\}$ des lieux remarquables relatifs à la composition des fumées résultant de la combustion à l'air d'un combustible quelconque.

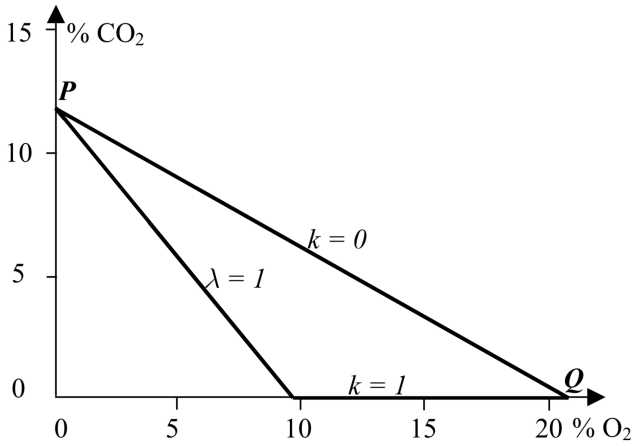


FIGURE 6.11 – Diagramme d'Ostwald.

En faisant l'hypothèse que la combustion ne génère pas d'imbrûlé [23], $k = 0$ et l'ensemble des couples ($[O_2]$,$[CO_2]$) de la combustion dans un moteur devrait se situer sur la droit PQ dont :

Le point P : correspond à une combustion sans imbrûlé et sans excès d'air, $k = 0$ et $\lambda = 1$. Par conséquent, les coordonnées du point P sont telles que [24] :

$$([O_2], [CO_2])_P = \left(0, \frac{1}{4.76 + 3.76\frac{y-2x}{4}}\right) \tag{6.15}$$

Le point Q : correspond à une combustion sans imbrûlé et avec un excès d'air infini, $k = 0$ et $\lambda = \infty$. Par conséquent, en reprenant l'équation 6.3, les coordonnées du point Q sont telles que :

$$([O_2], [CO_2])_Q = \left(\frac{1}{4,76}, 0\right) \tag{6.16}$$

23. Pour les véhicules diesel, la combustion dans le moteur se réalisant avec un coefficient d'excès d'air λ supérieur à 1, cette hypothèse est vraie. Pour les véhicules essence, la combustion dans le moteur se réalise avec un coefficient d'excès d'air λ proche de 1. Par conséquent, la combustion dans un moteur essence ne générera pas ou peu d'imbrûlés, ce qui nous laisse penser que cette hypothèse est également vraie pour les véhicules essence.

24. En effet, en utilisant l'équation 6.1 et en tenant compte uniquement des gaz secs, nous avons que :

$$[CO_2] = \frac{(1-k)}{(1-k) + k + k\frac{y}{4} + ((\lambda-1)(1+\frac{y-2x}{4}) + \frac{k}{2}(1+\frac{y}{4})) + 3.76\lambda(1+\frac{y-2x}{4})}$$

Le véhicule testé étant un véhicule diesel, les couples $([O_2],[CO_2])_P$ et $([O_2],[CO_2])_Q$ prennent la forme suivante [25] :

$$([O_2],[CO_2])_P = \left(0, \frac{1}{4.76 + 3.76.\frac{13}{29}}\right) \tag{6.17}$$

et

$$([O_2],[CO_2])_Q = \left(\frac{1}{4,76}, 0\right) \tag{6.18}$$

La figure ci-dessous (Fig. 6.12) reprend le diagramme d'Ostwald d'un véhicule diesel ainsi que les couples ($[O_2]$,$[CO_2]$) obtenus lors du test :

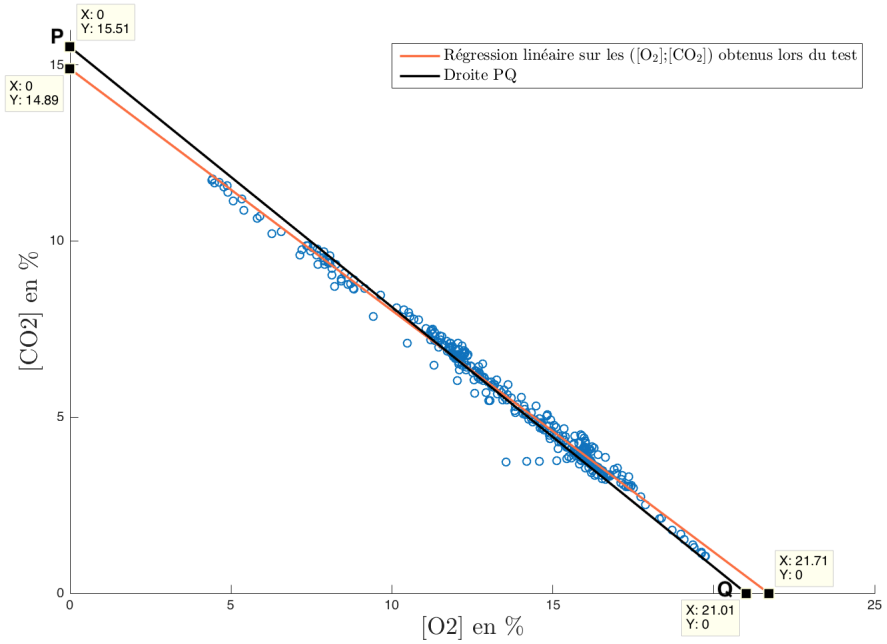


FIGURE 6.12 – Diagramme d'Ostwald d'un véhicule diesel vs Couples ($[O_2]$,$[CO_2]$) obtenus lors du test.

On observe que la droite PQ et la régression linéaire effectuée sur les couples $([O_2],[CO_2])$ obtenus, lors du test, sont sensiblement identiques, ce qui tend à penser que, d'une part, nos capteurs d'O_2 et de CO_2 ont été correctement implémentés et calibrés et que, d'autre part, les hypothèses que nous avons faites sur la combustion sont correctes. De plus, la forme du nuage de points constitué par les couples $([O_2],[CO_2])$ obtenus, lors du test, vient confirmer la relation miroir entre $[O_2]$ et $[CO_2]$.

Pour la suite de ce chapitre, nous appliquons le shift de temps de 65s sur l'ensemble des capteurs de gaz, et nous nous intéressons à la partie du test où le véhicule n'est pas à l'arrêt, à savoir entre la seconde 100 et la seconde 1100.

25. Pour les véhicules diesel, on supposera que la formule chimique fictive du diesel est $C_{7,25}H_{13}$. Par conséquent, x sera égal à 0 et y à 13/7,25 pour les véhicules diesel[10]. Pour les véhicules essence, on supposera que la formule chimique fictive de l'essence est C_7H_{16}. Par conséquent, x sera égal à 0 et y à 16/7 pour les véhicules essence[10] et les couples $([O_2],[CO_2])_P$ et $([O_2],[CO_2])_Q$ prendront la forme suivante : $([O_2],[CO_2])_P = \left(0, \frac{1}{4.76+3.76.\frac{4}{7}}\right)$ et $([O_2],[CO_2])_Q = \left(\frac{1}{4,76}, 0\right)$.

6.5.2 Le facteur différent pour chacune des méthodes

Afin de mieux appréhender ce facteur qu'est $\dot{m}_{gaz} = \dot{m}_a + \dot{m}_c$, nous allons représenter, pour les différentes méthodes envisagées, son évolution en fonction du temps, ainsi que celle de ses paramètres $\dot{m}_a$ et $\dot{m}_c$, pour le test réalisé :

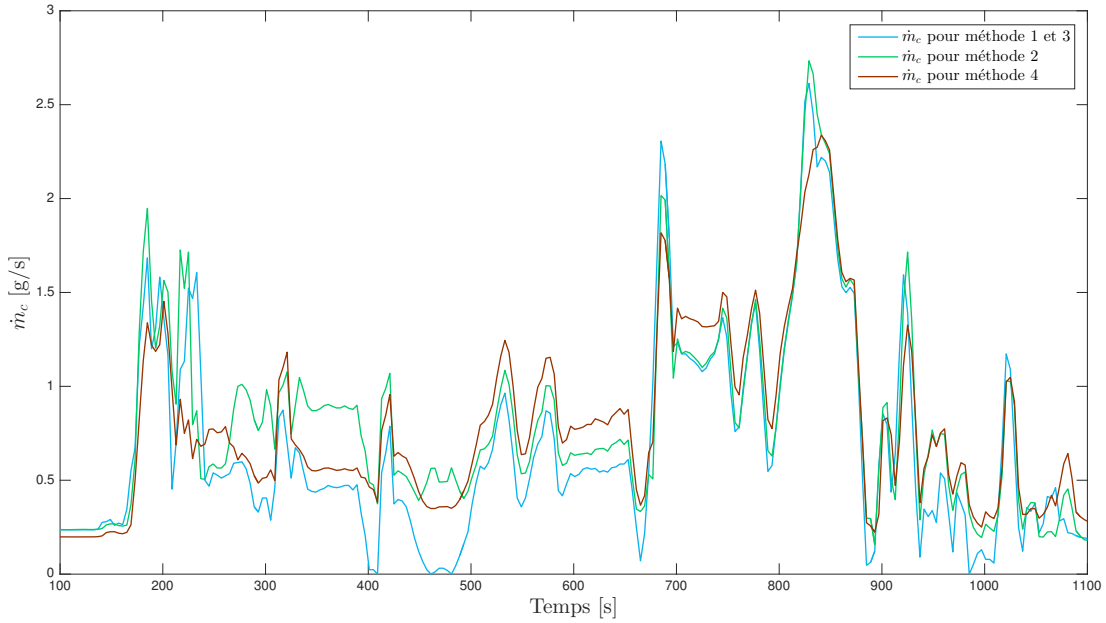


FIGURE 6.13 – Évolution de $\dot{m}_c$ au cours du test en fonction du temps.

Observations sur $\dot{m}_c$

On observe que les tendances des courbes $\dot{m}_c$ sont identiques. Le tableau ci-dessous reprend notre classement des méthodes, de la plus précise à la moins précise, pour déterminer $\dot{m}_c$:

Méthode		Justification
2	$\dot{m}_c$ obtenu à partir de λ et $\dot{m}_a$ avec $\dot{m}_a$ obtenu directement	• Peu de capteurs utilisés pour obtenir $\dot{m}_c$: - Sonde lambda large bande pour déterminer λ - Débitmètre pour déterminer $\dot{m}_a$ • Pas d'hypothèse utilisée
1 et 3	$\dot{m}_c$ obtenu à partir de $\dot{V}_c$	• Beaucoup de capteurs utilisés pour obtenir $\dot{m}_c$: - Capteur de pression de carburant - Capteurs du bloc moteur pour déterminer le temps d'ouverture des injecteurs • Hypothèse sur ρ_c
4	$\dot{m}_c$ obtenu à partir de λ et $\dot{m}_a$ avec $\dot{m}_a$ obtenu indirectement	• Beaucoup de capteurs utilisés pour obtenir $\dot{m}_c$: - Sonde lambda large bande pour déterminer λ - Capteur PMH pour déterminer la position des pistons dans le moteur - Capteur d'arbre à cames pour déterminer si un piston positionné au point mort haut est en phase de compression ou d'échappement - Capteur de pression d'admission pour déterminer p_{adm} - Capteur de température de l'air pour déterminer T_{adm} • Grosse hypothèse sur η_{vol}

TABLE 6.2 – Notre classement des méthodes, de la plus précise à la moins précise, pour déterminer $\dot{m}_c$.

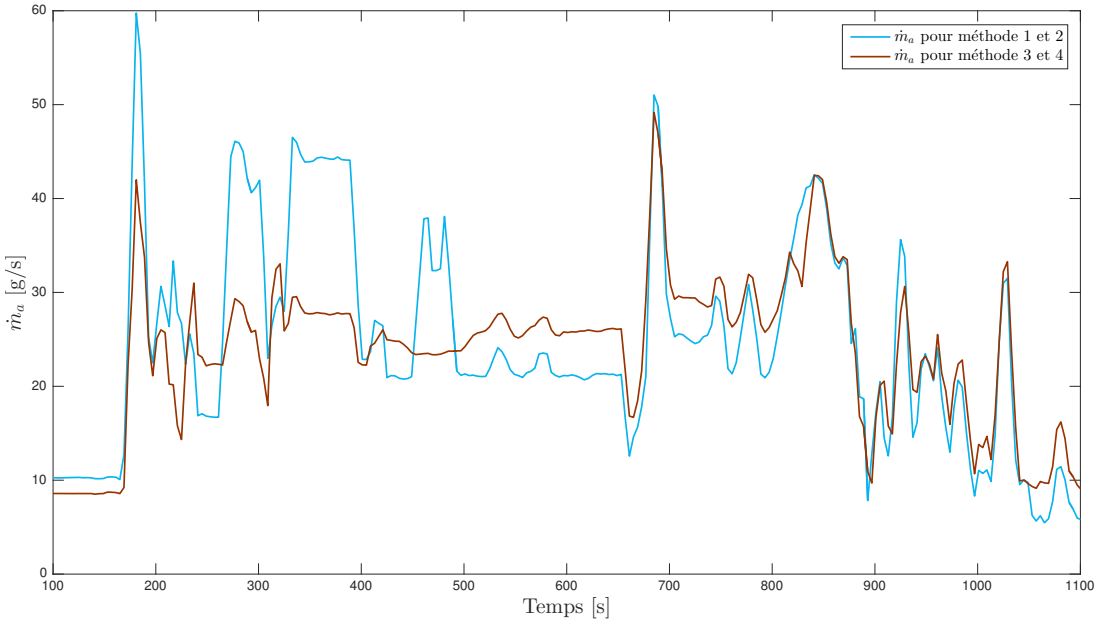


FIGURE 6.14 – Évolution de $\dot{m}_a$ au cours du test en fonction du temps.

Observations sur $\dot{m}_a$

Le tableau ci-dessous reprend notre classement des méthodes, de la plus précise à la moins précise, pour déterminer $\dot{m}_a$:

Méthode		**Justification**
1 et 2	$\dot{m}_a$ obtenu directement	• 1 capteur utilisé pour obtenir $\dot{m}_a$: - Débitmètre pour déterminer $\dot{m}_a$ • Pas d'hypothèse utilisée
3 et 4	$\dot{m}_a$ obtenu indirectement	• 4 capteurs utilisés pour obtenir $\dot{m}_a$: - Capteur PMH pour déterminer la position des pistons dans le moteur - Capteur d'arbre à cames pour déterminer si un piston positionné au point mort haut est en phase de compression ou d'échappement - Capteur de pression d'admission pour déterminer p_{adm} - Capteur de température de l'air pour déterminer T_{adm} • Grosse hypothèse sur η_{vol}

TABLE 6.3 – Notre classement des méthodes, de la plus précise à la moins précise, pour déterminer $\dot{m}_a$.

On observe sur la figure 6.14 des différences significatives entre les méthodes 1 et 2 et les méthodes 3 et 4, c'est-à-dire, lorsque $\dot{m}_a$ est obtenu directement et lorsque $\dot{m}_a$ est obtenu indirectement. Ces différences sont dues à l'hypothèse que nous avons faite sur η_{vol}, celui-ci étant utilisé pour obtenir $\dot{m}_a$ indirectement. Jusqu'à 500s, notre hypothèse sur η_{vol} n'est pas correcte. En effet, il semblerait que le véhicule testé utilise plusieurs fois son turbo, ce qui a pour conséquence que η_{vol} est largement sous-estimé par rapport au rendement volumétrique réel. Entre 500 et 1100s, le véhicule testé n'utilise, à priori, pas son turbo et η_{vol} semble se rapprocher davantage du rendement volumétrique réel.

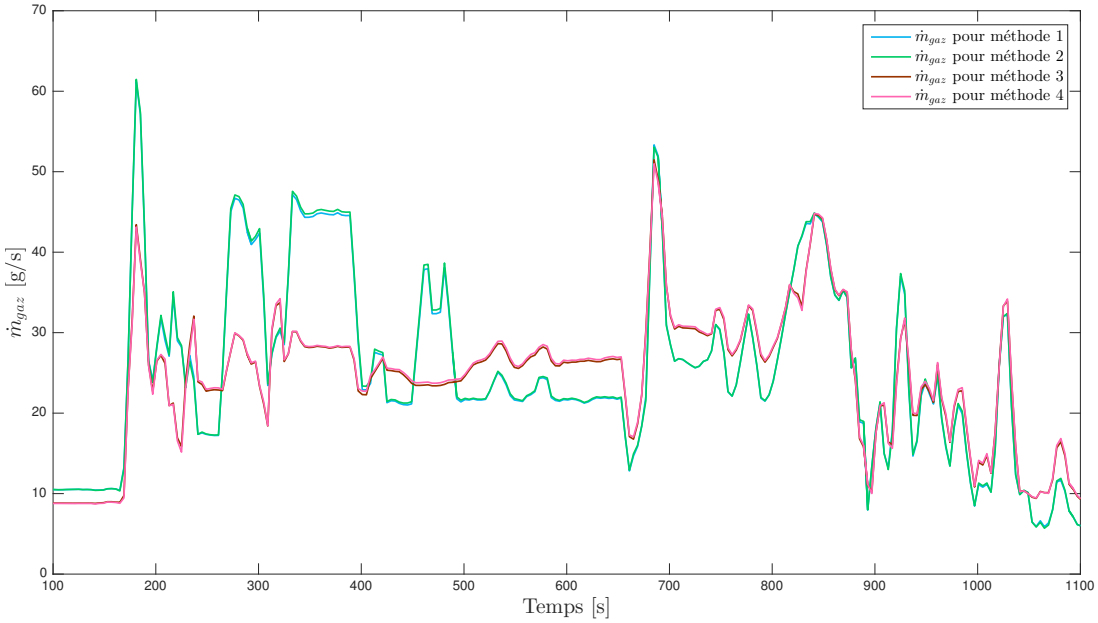


FIGURE 6.15 – Évolution de $\dot{m}_{gaz}$ au cours du test en fonction du temps.

Observations sur $\dot{m}_{gaz}$

Le tableau ci-dessous, basé sur les tableaux 6.2 et 6.3, reprend notre classement des méthodes, de la plus précise à la moins précise, pour déterminer $\dot{m}_{gaz}$:

Méthode		**Justification**
2	$\dot{m}_a$ obtenu directement + $\dot{m}_c$ obtenu à partir de λ et $\dot{m}_a$	• Peu de capteurs utilisés pour obtenir $\dot{m}_{gaz}$: - Sonde lambda large bande pour déterminer λ - Débitmètre pour déterminer $\dot{m}_a$ • Pas d'hypothèse utilisée
1	$\dot{m}_a$ obtenu directement + $\dot{m}_c$ obtenu à partir de $\dot{V}_c$	• Beaucoup de capteurs utilisés pour obtenir $\dot{m}_{gaz}$: - Débitmètre pour déterminer $\dot{m}_a$ - Capteur de pression de carburant - Capteurs du bloc moteur pour déterminer le temps d'ouverture des injecteurs • Hypothèse sur ρ_c pour obtenir $\dot{m}_c$
3	$\dot{m}_a$ obtenu indirectement + $\dot{m}_c$ obtenu à partir de $\dot{V}_c$	• Beaucoup de capteurs utilisés pour obtenir $\dot{m}_{gaz}$: - Capteur de pression de carburant - Capteurs du bloc moteur pour déterminer le temps d'ouverture des injecteurs - Capteur PMH pour déterminer la position des pistons dans le moteur - Capteur d'arbre à cames pour déterminer si un piston positionné au point mort haut est en phase de compression ou d'échappement - Capteur de pression d'admission pour déterminer p_{adm} - Capteur de température de l'air pour déterminer T_{adm} • Hypothèse sur ρ_c pour obtenir $\dot{m}_c$ • Grosse hypothèse sur η_{vol} pour obtenir $\dot{m}_a$

4	$\dot{m}_a$ obtenu indirectement + $\dot{m}_c$ obtenu à partir de λ et $\dot{m}_a$	• Beaucoup de capteurs utilisés pour obtenir $\dot{m}_{gaz}$: - Sonde lambda large bande pour déterminer λ - Capteur PMH pour déterminer la position des pistons dans le moteur - Capteur d'arbre à cames pour déterminer si un piston positionné au point mort haut est en phase de compression ou d'échappement - Capteur de pression d'admission pour déterminer p_{adm} - Capteur de température de l'air pour déterminer T_{adm} • Grosse hypothèse sur η_{vol} pour obtenir $\dot{m}_a$ et $\dot{m}_c$

TABLE 6.4 – Notre classement des méthodes, de la plus précise à la moins précise, pour déterminer $\dot{m}_{gaz}$.

On observe sur la figure 6.15 que l'influence de $\dot{m}_c$ sur $\dot{m}_{gaz}$ est non significative. Par conséquent, $\dot{m}_{gaz}$ ne dépend significativement que de $\dot{m}_a$. De plus, étant donné que les méthodes ne diffèrent entre elles que par le facteur $\dot{m}_{gaz}$ et que $\dot{m}_{gaz}$ ne dépend significativement que de $\dot{m}_a$, on s'attend à retrouver les tendances de $\dot{m}_a$ sur le graphe représentant l'évolution des NOx en g/km, au cours du test, en fonction du temps. Pour la même raison, on s'attend également à ce que, d'une part, les résultats de la méthode 1 soient quasi identiques à ceux de la méthode 2 et, d'autre part, à ce que les résultats de la méthode 3 soient quasi identiques à ceux de la méthode 4.

Maintenant que nous comprenons mieux ce qui se cache derrière les facteurs :

$$\dot{m}_{gaz} = \dot{m}_a + \dot{m}_c$$

et

$$\frac{ppm_{v,NO}.30.10^{-6} + ppm_{v,NO_2}.46.10^{-6}}{v.(4.[O_2] + 16.[CO_2] + 28)},$$

nous pouvons représenter, pour chacune des méthodes envisagées, l'évolution en fonction du temps de la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement du véhicule pour le test réalisé :

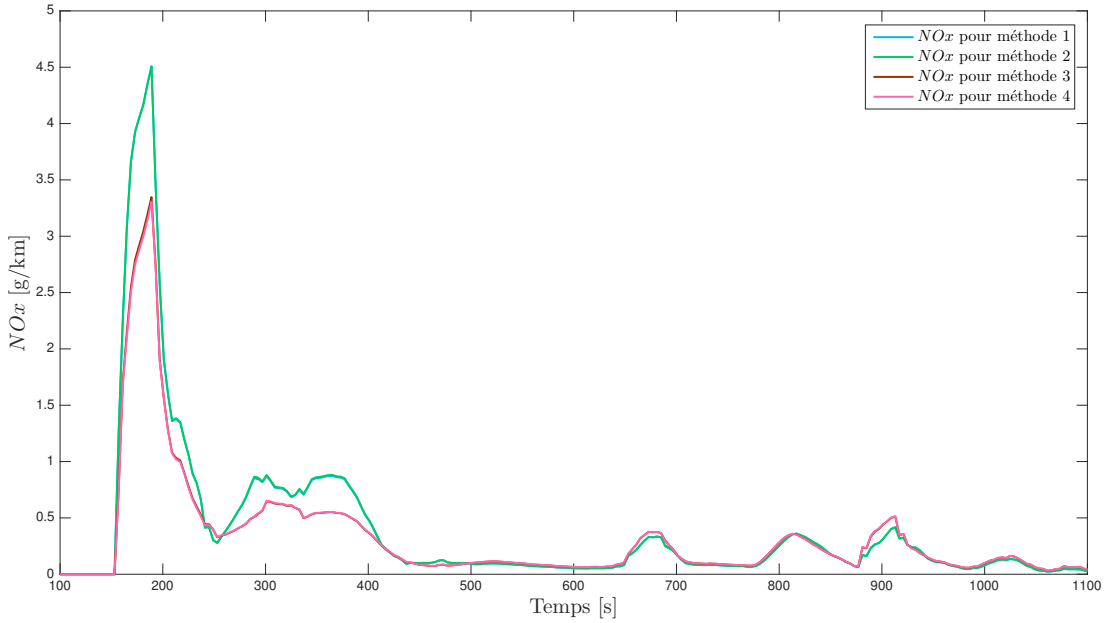


FIGURE 6.16 – Évolution des NOx en g/km au cours du test en fonction du temps.

Observations sur les NOx en g/km

Comme nous nous y attendions, les tendances de $\dot{m}_a$ se retrouvent sur les courbes représentant l'évolution des NOx en g/km, au cours du test, en fonction du temps. La figure 6.16 confirme également que les résultats des méthodes 1 et 2 sont quasi identiques, tout comme ceux des méthodes 3 et 4. Les différences significatives entre les méthodes sont dues à la manière dont $\dot{m}_a$ a été obtenu, celui-ci ayant été obtenu directement dans les méthodes 1 et 2 et indirectement dans les méthodes 3 et 4. De plus, en comparant $\dot{m}_a$ obtenu directement avec $\dot{m}_a$ obtenu indirectement, nous pensons être capables de déterminer quand le véhicule utilise son turbo. Sur base de cette comparaison, nous pensons que les différences significatives entre les méthodes sont essentiellement dues à l'utilisation du turbo par le véhicule, les méthodes 1 et 2 prenant en compte l'utilisation du turbo contrairement aux méthodes 3 et 4.

Le tableau ci-dessous reprend notre classement des méthodes, de la plus précise à la moins précise, pour déterminer la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement :

Méthode		**Justification**
2	$\dot{m}_a$ obtenu directement + $\dot{m}_c$ obtenu à partir de λ et $\dot{m}_a$	• Peu de capteurs utilisés pour obtenir NOx : - Capteurs de NO, NO_2, O_2 et CO_2 - Capteur de vitesse pour déterminer v - Sonde lambda large bande pour déterminer λ - Débitmètre pour déterminer $\dot{m}_a$ • Pas d'hypothèse utilisée
1	$\dot{m}_a$ obtenu directement + $\dot{m}_c$ obtenu à partir de $\dot{V}_c$	• Beaucoup de capteurs utilisés pour obtenir NOx : - Capteurs de NO, NO_2, O_2 et CO_2 - Capteur de vitesse pour déterminer v - Débitmètre pour déterminer $\dot{m}_a$ - Capteur de pression de carburant - Capteurs du bloc moteur pour déterminer le temps d'ouverture des injecteurs • Hypothèse sur ρ_c pour obtenir $\dot{m}_c$
3	$\dot{m}_a$ obtenu indirectement + $\dot{m}_c$ obtenu à partir de $\dot{V}_c$	• Beaucoup de capteurs utilisés pour obtenir NOx : - Capteurs de NO, NO_2, O_2 et CO_2 - Capteur de vitesse pour déterminer v - Capteur de pression de carburant - Capteurs du bloc moteur pour déterminer le temps d'ouverture des injecteurs - Capteur PMH pour déterminer la position des pistons dans le moteur - Capteur d'arbre à cames pour déterminer si un piston positionné au point mort haut est en phase de compression ou d'échappement - Capteur de pression d'admission pour déterminer p_{adm} - Capteur de température de l'air pour déterminer T_{adm} • Hypothèse sur ρ_c pour obtenir $\dot{m}_c$ • Grosse hypothèse sur η_{vol} pour obtenir $\dot{m}_a$

4	$\dot{m}_a$ obtenu indirectement + $\dot{m}_c$ obtenu à partir de λ et $\dot{m}_a$	• Beaucoup de capteurs utilisés pour obtenir NOx : - Capteurs de NO, NO_2, O_2 et CO_2 - Capteur de vitesse pour déterminer v - Sonde lambda large bande pour déterminer λ - Capteur PMH pour déterminer la position des pistons dans le moteur - Capteur d'arbre à cames pour déterminer si un piston positionné au point mort haut est en phase de compression ou d'échappement - Capteur de pression d'admission pour déterminer p_{adm} - Capteur de température de l'air pour déterminer T_{adm} • Grosse hypothèse sur η_{vol} pour obtenir $\dot{m}_a$ et $\dot{m}_c$

TABLE 6.5 – Notre classement des méthodes, de la plus précise à la moins précise, pour déterminer NOx.

Le tableau ci-dessous compare, pour le test réalisé, le NOx moyen de chacune des méthodes avec le NOx moyen de la méthode 2 qui, selon nous, est la plus précise pour déterminer les NOx en g/km :

Méthode	Méthode 1	Méthode 2	Méthode 3	Méthode 4
NOx moyen [g/km]	0,3162	0,3179	0,2700	0,2703
Différence absolue [g/s]	0,0017	/	0,0479	0,0476
Différence relative [%]	0,5348	/	15,07	14,97

TABLE 6.6 – Comparaison des NOx moyens pour le test réalisé.

En observant le tableau 6.6, on constate que le NOx moyen de la méthode 4 est plus proche du NOx moyen de la méthode 2 que le NOx moyen de la méthode 3. On en conclut que, pour le test réalisé, la méthode 4 est plus précise que la méthode 3 pour déterminer le NOx moyen. Cependant, étant donné que la méthode 3 est meilleure que la méthode 4 pour déterminer la quantité de NOx en g/km présente dans les échappement, il se pourrait très bien que, pour d'autres tests, la méthode 3 soit plus précise que la méthode 4 pour déterminer le NOx moyen.

On observe finalement que les NOx moyens sont largement supérieurs aux normes européennes d'émission, à savoir, pour le véhicule testé, un maximum de 0,08 g/km de NOx. La méthode 2 étant, selon nous, la méthode la plus précise, le NOx moyen émis par le véhicule testé serait approximativement 4 fois supérieur à la norme admise par l'UE. Cependant, il convient de regarder ces résultats avec précaution. En effet, les normes européennes s'appliquent aux véhicules neufs et leurs émissions doivent être déterminées suivant une procédure et un parcours standardisés établis par les normes Euro. Or, le véhicule testé n'est pas neuf et le parcours utilisé lors du test n'est pas celui établi par les normes Euro. Par conséquent, afin de pouvoir procéder à une comparaison utile, il nous faudrait tester le système de mesures dans les conditions établies par les normes Euro.

Conclusion

Le système de mesures que nous avons conçu est un système capable de déterminer la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement des véhicules automobiles. En plus d'être embarqué et peu onéreux (≈1200€) au regard des autres systèmes de mesures présents sur le marché, il nous semble être fiable. Afin de pouvoir éprouver davantage sa fiabilité, il nous faudrait le tester dans les conditions établies par les normes Euro.

Notre système de mesures a été conçu pour des véhicules disposant de sondes lambda large bande. Les véhicules essence disposent, en principe, tous de sondes lambda large bande depuis 2010. Pour les véhicules diesel, seuls certains véhicules récents possèdent des sondes lambda mais, lorsqu'ils en possèdent, il s'agit de sondes lambda large bande. Cependant, la législation va rendre obligatoire les sondes lambda pour les véhicules diesel futurs et elles seront à priori à large bande. Par conséquent, si notre système de mesures est utilisable actuellement sur l'ensemble des véhicules essence et seulement sur certains véhicules diesel récents, il sera utilisable à l'avenir pour l'ensemble des véhicules essence et diesel. De plus, l'interface entre la prise OBD2 du véhicule et le microcontrôleur du système de mesures étant compatible avec l'ensemble des protocoles mondiaux de communication, notre système de mesures sera potentiellement capable d'être utilisé par l'ensemble des véhicules présents dans le monde.

Sur base des hypothèses suivantes :

1. Gaz d'échappement uniquement constitués de O_2, CO_2 et N_2,
2. Pas d'imbrûlé généré par la combustion dans le moteur[1],
3. Débit massique d'air $\dot{m}_a$ implémenté et rendu disponible par le constructeur via la prise OBD2 du véhicule[2],

et en tenant compte que :

1. La concentration de N_2O présente dans les gaz d'échappement est négligeable devant les concentrations de NO et de NO_2,
2. Le débit massique de carburant consommé $\dot{m}_c$ est négligeable devant le débit massique d'air entrant dans le moteur $\dot{m}_a$,

nous avons que le principe de fonctionnement actuellement utilisé par le système de mesures pour déterminer la quantité de NOx en g/km présente dans les gaz d'échappement est le suivant :

$$\frac{ppm_{v,NO}.30.10^{-6} + ppm_{v,NO_2}.46.10^{-6}}{v.(4.[O_2] + 16.[CO_2] + 28)}.\dot{m}_a$$

avec :

$ppm_{v,NO}[\mu m^3/m^3]$	La fraction volumique en partie par million de NO dans les gaz d'échappement
$ppm_{v,NO_2}[\mu m^3/m^3]$	La fraction volumique en partie par million de NO_2 dans les gaz d'échappement
$[O_2][m^3/m^3]$	La fraction volumique de O_2 dans les gaz d'échappement
$[CO_2][m^3/m^3]$	La fraction volumique de CO_2 dans les gaz d'échappement
$\dot{m}_a$[g/s]	Le débit massique d'air entrant dans le moteur
v[km/h]	La vitesse du véhicule

1. Pour les véhicules diesel, la combustion dans le moteur se réalisant avec un coefficient d'excès d'air λ supérieur à 1, cette hypothèse est vraie. Pour les véhicules essence, la combustion dans le moteur se réalise avec un coefficient d'excès d'air λ proche de 1. Par conséquent, la combustion dans un moteur essence ne générera pas ou peu d'imbrûlés, ce qui nous laisse penser que cette hypothèse est également vraie pour les véhicules essence.
2. Sauf quelques rares exceptions, cette hypothèse est toujours vérifiée

et :

$ppm_{v,NO}$	Acquis via un capteur de gaz de NO
ppm_{v,NO_2}	Acquis via un capteur de gaz de NO_2
$[O_2]$	Acquis via un capteur de gaz d'O_2
$[CO_2]$	Acquis via un capteur de gaz de CO_2
$\dot{m}_a$	Acquis via la prise OBD2 du véhicule
v	Acquis via la prise OBD2 du véhicule[3]

Or, étant donné que nous avons fait l'hypothèse que la combustion dans le moteur ne génère pas d'imbrûlé, le principe futur de fonctionnement du système de mesures pourrait prendre la forme suivante :

$$\frac{ppm_{v,NO}.30.10^{-6} + ppm_{v,NO_2}.46.10^{-6}}{v.(4.\frac{(\lambda-1)(1+\frac{y-2x}{4})}{1+(\lambda-1)(1+\frac{y-2x}{4})+3.76\lambda(1+\frac{y-2x}{4})} + 16.\frac{1}{1+(\lambda-1)(1+\frac{y-2x}{4})+3.76\lambda(1+\frac{y-2x}{4})} + 28)}.\dot{m}_a$$

avec :

$ppm_{v,NO}[\mu m^3/m^3]$	La fraction volumique en partie par million de NO dans les gaz d'échappement
$ppm_{v,NO_2}[\mu m^3/m^3]$	La fraction volumique en partie par million de NO_2 dans les gaz d'échappement
$\dot{m}_a$[g/s]	Le débit massique d'air entrant dans le moteur
$\lambda[-]$	Le coefficient d'excès d'air de la combustion
v[km/h]	La vitesse du véhicule
$x = 0$ $y = \frac{13}{7,25}$ pour le diesel $y = \frac{16}{7}$ pour l'essence	En faisant l'hypothèse que les formules chimiques fictives du diesel et de l'essence sont respectivement $C_{7,25}H_{13}$ et C_7H_{16}

et :

$ppm_{v,NO}$	Acquis via un capteur de gaz de NO
ppm_{v,NO_2}	Acquis via un capteur de gaz de NO_2
$\dot{m}_a$	Acquis via la prise OBD2 du véhicule
λ	Acquis via la prise OBD2 du véhicule[4]
v	Acquis via la prise OBD2 du véhicule[5]

Ce principe futur de fonctionnement du système de mesures permettrait, par conséquent, de faire l'économie des capteurs d'O_2 et de CO_2. D'autres développements futurs pourraient être envisagés pour notre système de mesures, parmi lesquels devront inévitablement figurer :

1. Sa miniaturisation
2. Son augmentation de précision
3. Son implémentation

Finalement, la concentration de NO_2 présente dans les gaz d'échappement étant intimement liée à celle du NO, ne pourrait-on pas imaginer un système de mesures qui n'utiliserait pas le capteur de NO_2 ? La question est ouverte...

3. La vitesse du véhicule v est toujours implémentée et rendue disponible par le constructeur via la prise OBD2 du véhicule.
4. Le coefficient d'excès d'air λ sera dans le futur toujours implémenté et rendu disponible par le constructeur via la prise OBD2 du véhicule.
5. La vitesse du véhicule v est toujours implémentée et rendue disponible par le constructeur via la prise OBD2 du véhicule.

Bibliographie

[1] EPA. Technical bulletin, nitrogen oxides (nox), why and how they are controlled. <https://www3.epa.gov/ttncatc1/dir1/fnoxdoc.pdf>. Consulté le 01/08/2018.

[2] European Environment Agency. European union emission inventory report 1990-2016. <https://www.eea.europa.eu/publications/european-union-emission-inventory-report-1>. Consulté le 01/08/2018.

[3] Wikipedia. Capteur nox. <https://fr.wikipedia.org/wiki/Capteur_NOx>. Consulté le 01/08/2018.

[4] Cetu. Calcul des émissions de polluants des véhicules automobiles en tunnel. <http://www.cetu.developpement-durable.gouv.fr/IMG/pdf/CETU_DocInfo_Calcul_des_Emissions_2012.pdf>. Consulté le 01/08/2018.

[5] Gowithboh. Définition du rendement volumétrique. <http://www.gowithboh.com/s/rendement-volumetrique-moteur-definition/>. Consulté le 20/07/2018.

[6] Wikipedia. On-board diagnostics. <https://en.wikipedia.org/wiki/On-board_diagnostics>. Consulté le 30/07/2018.

[7] MSA. *Gas Detection handbook (fifth edition)*. 2007.

[8] Ineris. Rapport d'étude : Principes et techniques pour la détection des gaz. <https://www.ineris.fr/sites/ineris.fr/files/contribution/Documents/DRA_76_OMEGA_22_B2_web.pdf>, 2009. Consulté le 19/05/2018.

[9] CO2meter. Cozir wide range 20 <https://www.co2meter.com/products/cozir-wr-20-percent-co2-sensor>. Consulté le 20/05/2018.

[10] Adilca. La combustion des carburants. <http://www.adilca.com/COMBUSTION_DES_CARBURANTS.pdf>. Consulté le 16/08/2018.

[11] M. Papalexandris. Combustibles et combustion. <https://sites.uclouvain.be/term/cours/meca2160/>. Consulté le 16/08/2018.

Annexes

Annexe A

Codes

A.1 Code Arduino

```
#include <SoftwareSerial.h> // Librairie pour la communication serie pre-telechargee dans
                            // Arduino IDE
#include "cozir.h"          // Librairie pour le COZIR (telechargeable sur
                            // https://github.com/roder/cozir, consulte le 25/07/2018)
#include <SPI.h>            // Librairie pour communication SPI pre-telechargee dans
                            // Arduino IDE
#include "LMP91000.h"       // Librairie pour la puce LMP91000 du module d'evaluation
                            // LMP91000EVM (telechargeable sur https://github.com/
                            // WickedDevice/LMP91000, consulte le 25/07/2018)
#include "Adafruit_MAX31855.h" // Librairie pour le shield MAX31855 supportant les
                               // thermocouples de type K (telechargeable sur
                               // https://github.com/adafruit/Adafruit-MAX31855-library,
                               // consulte le 24/07/2018)
#include <DS3231.h>         // Librairie pour le module RTC DS3231 (telechargeable sur
                            // http://www.rinkydinkelectronics.com/no_deep_linking.php?
                            // file=DS3231.zip, consulte le 24/07/2018)
#include <SD.h>             // Librairie pour carte SD pre-telechargee dans Arduino IDE
#include <ELM327.h>         // Librairie pour l'OBD (telechargeable sur
                            // https://github.com/irvined1982/arduino-ELM327/blob/master/
                            // ELM327.h, consulte le 24/07/2018)
////// Declaration ELM327

#define ELM_TIMEOUT 9000
#define ELM_BAUD_RATE 9600
#define ELM_PORT Serial1
Elm327 Elm;
// Initialisation du buffer
char rxData[20];
char rxIndex = 0;
// Commandes correspondant aux PIDs
static const char cmds[][6] = {"0104\r", "0105\r", "010B\r", "010C\r", "010D\r", "010E\r"
  , "010F\r", "0110\r", "0124\r", "0125\r", "012C\r", "012D\r", "0146\r", "015D\r", "015E
  \r"};
const int nbr_cmds = 15;
char cmdnames[][30] = {"ENGINE_LOAD", "ENGINE_TEMP", "INTAKE_MAP", "RPM", "SPEED", "
  TIMING_ADVANCE", "INTAKE_TEMP", "MAF_FLOW", "OX_SENS_1_LV", "OX_SENS_2_LV", "
  COMMANDED_EGR", "EGR_ERROR", "AMBIENT_AIR", "FUEL_INJEC_TIMING", "FUEL_RATE"};
char buf[128];

////// Declaration carte SD
const int spi_ssSD = 23; // declaration de la pin SD SS

////// Declaration RTC
DS3231 rtc(SDA, SCL);

//////// Declaration des thermocouples

```

```
// Thermocouple 1 : avant cellule Peltier
    #define DO_1   49
    #define CS_1   48
    #define CLK_1  47
    Adafruit_MAX31855 thermocouple_1(CLK_1, CS_1, DO_1);

// Thermocouple 2 : apres cellule Peltier
    #define DO_2   46
    #define CS_2   44
    #define CLK_2  45
    Adafruit_MAX31855 thermocouple_2(CLK_2, CS_2, DO_2);

// Thermocouple 3 : avant capteurs de gaz
    #define DO_3   43
    #define CS_3   42
    #define CLK_3  40
    Adafruit_MAX31855 thermocouple_3(CLK_3, CS_3, DO_3);

//////// Declaration Peltier

const int pinPeltier = 9; // Pin controle Peltier

//////// Declaration capteurs
LMP91000 lmp91000;

SoftwareSerial nss(12,13);
COZIR czr(nss);
double multiplier = 10;                  // COZIR 20%

const int spi_ssO2 = 27;                 // declaration de la pin SPI SS
const int spi_ssNO = 25;                 // declaration de la pin SPI SS
const int spi_ssNO2 = 29;                // declaration de la pin SPI SS

const int i2c_ssO2 = 35;                 // declaration de la pin I2C SS
const int i2c_ssNO = 33;                 // declaration de la pin I2C SS
const int i2c_ssNO2 = 37;                // declaration de la pin I2C SS

uint8_t byte_0O2, byte_1O2, byte_2O2;    // premier, deuxieme et troisieme byte lu
uint8_t byte_0NO, byte_1NO, byte_2NO;    // premier, deuxieme et troisieme byte lu
uint8_t byte_0NO2, byte_1NO2, byte_2NO2; // premier, deuxieme et troisieme byte lu

uint16_t spi_bytesO2;                    // trame de 16 bits
uint16_t spi_bytesNO;                    // trame de 16 bits
uint16_t spi_bytesNO2;                   // trame de 16 bits

double v_outO2 = 0;                      // voltage en decimal
double v_outNO = 0;                      // voltage en decimal
double v_outNO2 = 0;                     // voltage en decimal

float vref = 2*2.5;                      // 2.5V est la tension a la pin de reference de
                                         // l'ADC161S626 du module d'evaluation
                                           LMP91000EVM


//////// Declaration pompe

#define enA 10    // Pins du L298N
#define in1 6
#define in2 7

void Initialize_RTC()
{
  // Initialisation du RTC
  rtc.begin();

  //Declaration de la date et l'heure
```

```
109   rtc.setDOW(SUNDAY);       // Jour de la semaine
110   rtc.setDate(01, 1, 2018); // Date
111   rtc.setTime(00, 00, 00);  // heure (format 24 heures)
112 }
113
114
115 void Initialize_SDcard()
116 {
117   digitalWrite(spi_ssSD, LOW); // debut de la communication avec la carte SD
118   delay(1000);
119   // On regarde si la carte SD est detectee
120   if (!SD.begin(spi_ssSD)) {
121     Serial.println("Card␣failed,␣or␣not␣present");
122     return;
123   }
124
125   // On ouvre le fichier.txt
126   File dataFile = SD.open("FINAL7.txt", FILE_WRITE);
127   // Si il est disponible, on ecrit dessus
128   if (dataFile) {
129     //On ecrit d'abord la ligne contenant le nom des variables
130     dataFile.print("Date,Temps,TemperatureBP,TemperatureAP,TemperatureCG,TemperatureCO2,
        Humidity,capt1_NO2,capt2_O2,capt3_NO,capt4_CO2,Debit");
131     // On rajoute les PIDs
132     for (byte i = 0; i < nbr_cmds ; i++) {
133       dataFile.print(",");
134       dataFile.print(cmdnames[i]);
135     }
136     dataFile.println();
137     dataFile.close();
138     digitalWrite(spi_ssSD, HIGH); // fin de la communication avec la carte SD
139   }
140 }
141
142 void OBD_init(void)
143 {
144   delay(2000);            // Attendre 2 secondes avant de 'reset' l'OBD
145   Serial1.print("ATZ\r"); // 'Reset' de l'OBD
146   delay(2);
147   OBD_read();
148   Serial1.print("ATE0\r");
149   OBD_read();
150   Serial1.flush();
151 }
152
153 void OBD_read(void)
154 {
155   File dataFile = SD.open("FINAL7.txt", FILE_WRITE);
156   if (dataFile) {
157
158   char c;
159   c = 0;
160   rxData[0] = 0;
161   do {
162     if (Serial1.available() > 0)
163     {
164       c = Serial1.read();
165       if ((c != '>') && (c != '\r') && (c != '\n')) // Retirer ces symboles du buffer
166       {
167         rxData[rxIndex++] = c;                     // On rajoute tout ce qu'on recoit du
168                                                    // buffer
169       }
170     }
171   } while (c != '>');                              // L'ELM327 annonce la fin de sa
172                                                    // reponse avec ce symbole
173
```

```
174   for (byte i = 4; i < rxIndex ; i++) {             // On enleve les 4 premiers bytes qui
175                                                     // correspondent a la commande
176   dataFile.print(rxData[i]);
177   Serial.print(rxData[i]);                          // On affiche les bytes recus
178   }
179   dataFile.print(",");
180   rxData[rxIndex++] = '\0';                         // On convertit le byte en string
181   rxIndex = 0;                                      // On remet a 0 pour 'nettoyer' le
182                                                     // buffer
183   Serial1.flush();
184   }
185   else
186   {
187     Serial.print("OUPS");
188   }
189   dataFile.close();
190 }
191
192 ////////////////////
193 ////// SETUP //////
194 ////////////////////
195 void setup() {
196   Serial.begin(115200);
197   Serial1.begin(9600); //Connection hardware Sparkfun OBD-II UART a l'OBD
198   Serial.println("Debut acquisition des donnees:");
199   delay(1000);
200
201   //OBD
202   OBD_init();
203   delay(1000);
204
205   //SD
206   Initialize_SDcard();
207   delay(1000);
208   pinMode(spi_ssSD, OUTPUT);    // Definir la pin controle SD comme output
209   delay(1000);
210   digitalWrite(spi_ssSD, HIGH); // Pin controle SD circuit ouvert
211
212   //RTC
213   Initialize_RTC();
214
215   //Peltier
216   pinMode(pinPeltier, OUTPUT);    // Definir la pin controle Peltier comme output
217   digitalWrite(pinPeltier, HIGH); // Pin controle Peltier circuit ouvert (la pompe ne
218                                   // fonctionne pas)
219   delay(2000);                    // Attendre 2 secondes
220   digitalWrite(pinPeltier, LOW);  // Pin controle Peltier court-circuit
221   delay(10000);                   // Attendre 30 secondes pour que Peltier soit en regime
222                                   // avant de starter la pompe
223
224   // Pompe
225   pinMode(enA, OUTPUT);           // Definir pins L298N comme output
226   pinMode(in1, OUTPUT);
227   pinMode(in2, OUTPUT);
228   // Initialisation de la direction de rotation de la pompe
229   digitalWrite(in1, LOW);
230   digitalWrite(in2, HIGH);
231
232   // Initiation des parametres des puces LMP91000 des modules d'evaluation LPM91000EVM
233   // (parametres determines via le logiciel on line WEBENCH Sensor AFE Designer de
234   // Texas Instruments disponible a l'adresse http://www.ti.com/design-tools/
235   // signal-chain-design/sensors-overview.html, consulte le 25/07/2018)
236   Wire.begin();
237   pinMode(i2c_ssO2, OUTPUT);  digitalWrite(i2c_ssO2, HIGH);
238   pinMode(i2c_ssNO, OUTPUT);  digitalWrite(i2c_ssNO, HIGH);
239   pinMode(i2c_ssNO2, OUTPUT); digitalWrite(i2c_ssNO2, HIGH);
```

```
240   digitalWrite(i2c_ssO2, LOW); // select O2
241
242       // parametres pour O2
243       uint8_t resO2 = lmp91000.configure(
244             LMP91000_TIA_GAIN_7K | LMP91000_RLOAD_50OHM,
245             LMP91000_REF_SOURCE_EXT | LMP91000_INT_Z_67PCT
246                   | LMP91000_BIAS_SIGN_POS | LMP91000_BIAS_0PCT,
247             LMP91000_FET_SHORT_DISABLED | LMP91000_OP_MODE_AMPEROMETRIC
248       );
249
250   digitalWrite(i2c_ssO2, HIGH); digitalWrite(i2c_ssNO, LOW); // selectionne NO
251
252       // settings for NO
253       uint8_t resNO = lmp91000.configure(
254             LMP91000_TIA_GAIN_3P5K | LMP91000_RLOAD_100OHM,
255             LMP91000_REF_SOURCE_EXT | LMP91000_INT_Z_20PCT
256                   | LMP91000_BIAS_SIGN_POS | LMP91000_BIAS_12PCT,
257             LMP91000_FET_SHORT_DISABLED | LMP91000_OP_MODE_AMPEROMETRIC
258       );
259
260   digitalWrite(i2c_ssNO, HIGH); digitalWrite(i2c_ssNO2, LOW); // selectionne NO2
261
262       // parametres pour NO2
263       uint8_t resNO2 = lmp91000.configure(
264             LMP91000_TIA_GAIN_35K | LMP91000_RLOAD_10OHM,
265             LMP91000_REF_SOURCE_EXT | LMP91000_INT_Z_67PCT
266                   | LMP91000_BIAS_SIGN_POS | LMP91000_BIAS_0PCT,
267             LMP91000_FET_SHORT_DISABLED | LMP91000_OP_MODE_AMPEROMETRIC
268       );
269
270       digitalWrite(i2c_ssNO2, HIGH); // selectionne O2
271
272   pinMode(spi_ssO2, OUTPUT);      // definir pin SPI SS comme output
273   digitalWrite(spi_ssO2, HIGH);
274   pinMode(spi_ssNO, OUTPUT);      // definir pin SPI SS comme output
275   digitalWrite(spi_ssNO, HIGH);
276   pinMode(spi_ssNO2, OUTPUT);     // definir pin SPI SS comme output
277   digitalWrite(spi_ssNO2, HIGH);
278
279   SPI.begin();                    // commencer la communication SPI
280
281
282   // COZIR
283   czr.SetOperatingMode(CZR_POLLING);
284   czr.SetOperatingMode(CZR_STREAMING);
285
286   // HEADER
287   Serial.print("Date,Temps,TemperatureBP,TemperatureAP,TemperatureCG,TemperatureCO2,
        Humidity,O2,NO,NO2,CO2,␣debit,␣");
288
289   for (byte i = 0; i < nbr_cmds ; i++) {
290       Serial.print(cmdnames[i]);
291     if (i != nbr_cmds-1)
292       {
293         Serial.print(",");
294       }
295     }
296   Serial.println();
297
298   delay(2000);  // Attendre 2 secondes que l'initialisation soit bien terminee
299 }
300
301 ////////////////////
302 ////// LOOP //////
303 ////////////////////
304 void loop() {
```

```
305
306   // Reglage du debit de la pompe via potentiometre
307   int potValue = analogRead(A0);                    // Lire la valeur du potentiometre
308   int pwmOutput = map(potValue, 0, 1023, 0 , 255); // Borner la valeur du potentiometre
309                                                     // entre 0 et 255
310   analogWrite(enA, pwmOutput);                      // Envoyer signal PWM a la pin enA
311                                                     //du L298N
312   delay(100);
313 ////// Thermocouples
314
315 int nbtTCPL = 3;
316 // Initialise les variables des thermocouples
317 double correctedTemp_1 = 0;
318 double correctedTemp_2 = 0;
319 double correctedTemp_3 = 0;
320 int k = 0;
321 // Les thermocouples etant de type K, ils ont ete implementes sur base de la table
322 // de reference N.I.S.T. relative aux thermocouples de type K ainsi que des
323 // coefficients de conversion tension vers temperature et temperature vers tension
324 // disponibles sur http://aviatechno.net/thermo/table_its90_typek.php
325 // Implementation inspiree d'exemples disponibles sur le site d'Adafruit
326 for (k = 0; k < nbtTCPL; k++) {
327
328     int i = 0;
329     double internalTemp = 0;
330     double rawTemp = 0;
331     if (k == 0) {
332       internalTemp = thermocouple_1.readInternal();
333       rawTemp = thermocouple_1.readCelsius();
334     }
335     if (k == 1) {
336       internalTemp = thermocouple_2.readInternal();
337       rawTemp = thermocouple_2.readCelsius();
338     }
339     if (k == 2) {
340       internalTemp = thermocouple_3.readInternal();
341       rawTemp = thermocouple_3.readCelsius();
342     }
343     double thermocoupleVoltage = 0;
344     double internalVoltage = 0;
345     double correctedTemp = 0;
346     double totalVoltage = 0;
347
348     if (isnan(rawTemp)) {
349         //Serial.println("Something wrong with thermocouple");
350     }
351     else {
352
353         thermocoupleVoltage = (rawTemp - internalTemp)*0.041276;
354
355         if (internalTemp >= 0) {
356
357             double c[] = {-0.176004136860E-01,  0.389212049750E-01,  0.185587700320E-04,
                -0.994575928740E-07,  0.318409457190E-09, -0.560728448890E-12,
                0.560750590590E-15, -0.320207200030E-18,  0.971511471520E-22,
                -0.121047212750E-25};
358
359             int cLength = sizeof(c) / sizeof(c[0]);
360
361             double a0 =  0.118597600000E+00;
362             double a1 = -0.118343200000E-03;
363             double a2 =  0.126968600000E+03;
364
365             for (i = 0; i < cLength; i++) {
366                 internalVoltage += c[i] * pow(internalTemp, i);
367             }
```

```
368             internalVoltage += a0 * exp(a1 * pow((internalTemp - a2), 2));
369         }
370         else if (internalTemp < 0) {
371             double c[] = {0.000000000000E+00,  0.394501280250E-01,  0.236223735980E-04,
                  -0.328589067840E-06, -0.499048287770E-08, -0.675090591730E-10,
                  -0.574103274280E-12, -0.310888728940E-14, -0.104516093650E-16,
                  -0.198892668780E-19, -0.163226974860E-22};
372
373             int cLength = sizeof(c) / sizeof(c[0]);
374
375             for (i = 0; i < cLength; i++) {
376                 internalVoltage += c[i] * pow(internalTemp, i) ;
377             }
378         }
379
380         totalVoltage = thermocoupleVoltage + internalVoltage;
381
382         if (totalVoltage < 0) {
383             double d[] = {0.0000000E+00, 2.5173462E+01, -1.1662878E+00, -1.0833638E+00,
                  -8.9773540E-01, -3.7342377E-01, -8.6632643E-02, -1.0450598E-02, -5.1920577E
                  -04, 0.0000000E+00};
384
385             int dLength = sizeof(d) / sizeof(d[0]);
386             for (i = 0; i < dLength; i++) {
387                 correctedTemp += d[i] * pow(totalVoltage, i);
388             }
389         }
390         else if (totalVoltage < 20.644) {
391             double d[] = {0.000000E+00, 2.508355E+01, 7.860106E-02, -2.503131E-01,
                  8.315270E-02, -1.228034E-02, 9.804036E-04, -4.413030E-05, 1.057734E-06,
                  -1.052755E-08};
392             int dLength = sizeof(d) / sizeof(d[0]);
393             for (i = 0; i < dLength; i++) {
394                 correctedTemp += d[i] * pow(totalVoltage, i);
395             }
396         }
397         else if (totalVoltage < 54.886 ) {
398             double d[] = {-1.318058E+02, 4.830222E+01, -1.646031E+00, 5.464731E-02,
                  -9.650715E-04, 8.802193E-06, -3.110810E-08, 0.000000E+00, 0.000000E+00,
                  0.000000E+00};
399             int dLength = sizeof(d) / sizeof(d[0]);
400             for (i = 0; i < dLength; i++) {
401                 correctedTemp += d[i] * pow(totalVoltage, i);
402             }
403         } else {
404
405             Serial.print("Temperature␣thermocouple␣is␣out␣of␣range.␣This␣should␣never␣
                  happen.");
406
407             correctedTemp = NAN;
408         }
409     }
410     if (k == 0) {correctedTemp_1 = correctedTemp;}
411     if (k == 1) {correctedTemp_2 = correctedTemp;}
412     if (k == 2) {correctedTemp_3 = correctedTemp;}
413     delay(50);
414 }
415
416 ////// COZIR: Temperature, humidite et CO2
417  float t = czr.Celsius();        // Temperature
418  float h = czr.Humidity();       // Humidite
419  float c = czr.CO2()*multiplier; // CO2
420  delay(100);
421
422 ////// Debit
423   int sensorValue = analogRead(A7); // Lire la valeur de la pin 7
```

```
424   // Convertit la valeur de la pin 7 (allant de 0 a 1023) en voltage (allant de 0 a 5V)
425   float v_outdebit = sensorValue * (5.0 / 1023.0);
426   // Convertit le voltage en debit
427   float debit = v_outdebit*0.4;     // Voir datasheet debitmetre FS2012-1020-NG
428   delay(100);
429
430 ////// Transmission O2
431   // Parametres de la transmission SPI
432   SPI.beginTransaction(SPISettings(1000000, MSBFIRST, SPI_MODE3));
433   delay(100);
434
435   digitalWrite(spi_ssO2, LOW); // selectionne O2
436   delay(100);
437
438   byte_0O2 = SPI.transfer(0); // 8 premiers bits de la transmission
439   byte_1O2 = SPI.transfer(0); // 8 bits suivants
440   byte_2O2 = SPI.transfer(0); // 8 bits suivants
441
442   digitalWrite(spi_ssO2, HIGH); // deselectionne O2
443
444   SPI.endTransaction(); // fin de la transmission
445
446   // Selection des bits d'information sur base de la datasheet de l'ADC161S626
447   // (ADC 16-bit shifted 15-bit)
448   spi_bytesO2 = ( ( ((byte_0O2) & B00111111 )<<9) + (byte_1O2 <<1) + ( byte_2O2 >>7) );
449
450   // calcul du voltage en sortie (2^N-1 = 2^15-1 = 32767)
451   v_outO2 = (float(spi_bytesO2) * (vref/32767.0))-2.5;
452   delay(100);
453
454 ////// Transmission NO
455   // Parametres de la transmission SPI
456   SPI.beginTransaction(SPISettings(1000000, MSBFIRST, SPI_MODE3));
457   delay(100);
458
459   digitalWrite(spi_ssNO, LOW); // selectionne NO
460   delay(100);
461
462   byte_0NO = SPI.transfer(0); // 8 premiers bits de la transmission
463   byte_1NO = SPI.transfer(0); // 8 bits suivants
464   byte_2NO = SPI.transfer(0); // 8 bits suivants
465
466   digitalWrite(spi_ssNO, HIGH); // deselectionne NO
467
468   SPI.endTransaction(); // fin de la transmission
469
470   // Selection des bits d'information sur base de la datasheet de l'ADC161S626
471   // (ADC 16-bit shifted 15-bit)
472   spi_bytesNO = ( ( ((byte_0NO) & B00111111 )<<9) + (byte_1NO <<1) + ( byte_2NO >>7) );
473
474   // calcul du voltage en sortie (2^N-1 = 2^15-1 = 32767)
475   v_outNO = (float(spi_bytesNO) * (vref/32767.0))-2.5;
476   delay(100);
477
478 ////// Transmission NO2
479   // Parametres de la transmission SPI
480   SPI.beginTransaction(SPISettings(1000000, MSBFIRST, SPI_MODE3));
481   delay(100);
482   digitalWrite(spi_ssNO2, LOW); // selectionne NO2
483   delay(100);
484
485   byte_0NO2 = SPI.transfer(0); // 8 premiers bits de la transmission
486   byte_1NO2 = SPI.transfer(0); // 8 bits suivants
487   byte_2NO2 = SPI.transfer(0); // 8 bits suivants
488
489   digitalWrite(spi_ssNO2, HIGH); // deselectionne NO2
```

```
490
491   SPI.endTransaction(); // fin de la transmission
492
493   // Selection des bits d'information sur base de la datasheet de l'ADC161S626
494   // (ADC 16-bit shifted 15-bit)
495   spi_bytesNO2 = ( ( ((byte_0NO2) & B00111111 )<<9) + (byte_1NO2 <<1) + ( byte_2NO2 >>7)
        );
496
497   // Calcul du voltage en sortie (2^N-1 = 2^15-1 = 32767)
498   v_outNO2 = (float(spi_bytesNO2) * (vref/32767.0))-2.5;
499   delay(100);
500
501   digitalWrite(spi_ssSD, LOW);
502   delay(100);
503
504   File dataFile = SD.open("FINAL7.txt", FILE_WRITE);
505   if (dataFile) {
506     dataFile.print(rtc.getDateStr()); Serial.print(rtc.getDateStr());
507     dataFile.print(",␣"); Serial.print(",␣");
508     dataFile.print(rtc.getTimeStr()); Serial.print(rtc.getTimeStr());
509     dataFile.print(",␣"); Serial.print(",␣");
510     dataFile.print(correctedTemp_1, 5); Serial.print(correctedTemp_1, 5);
511     dataFile.print(",␣"); Serial.print(",␣");
512     dataFile.print(correctedTemp_2, 5); Serial.print(correctedTemp_2, 5);
513     dataFile.print(",␣"); Serial.print(",␣");
514     dataFile.print(correctedTemp_3, 5); Serial.print(correctedTemp_3, 5);
515     dataFile.print(",␣"); Serial.print(",␣");
516     dataFile.print(t, 5); Serial.print(t,5);
517     dataFile.print(",␣"); Serial.print(",␣");
518     dataFile.print(h); Serial.print(h);
519     dataFile.print(",␣"); Serial.print(",␣");
520     dataFile.print(v_outNO2, 7); Serial.print(v_outNO2, 7);
521     dataFile.print(",␣"); Serial.print(",␣");
522     dataFile.print(v_outO2, 7); Serial.print(v_outO2, 7);
523     dataFile.print(",␣"); Serial.print(",␣");
524     dataFile.print(v_outNO, 7); Serial.print(v_outNO, 7);
525     dataFile.print(",␣"); Serial.print(",␣");
526     dataFile.print(c,7); Serial.print(c,7);
527     dataFile.print(",␣"); Serial.print(",␣");
528     dataFile.print(debit,7); Serial.print(debit,7);
529     dataFile.print(",␣"); Serial.print(",␣");
530   }
531   else
532   {
533     Serial.print("OUPS");
534   }
535 dataFile.close();
536 delay(100);
537
538 //////OBD
539   for (byte i = 0; i < nbr_cmds ; i++) {
540
541   Serial.print(cmdnames[i]);
542   Serial.print(":␣");
543   //On supprime toutes donnees restantes dans le port serie
544     while (Serial1.read() >= 0)
545     {
546
547     }
548     Serial1.print(cmds[i]); // On affiche le nom de la commande
549
550     OBD_read();              // On affiche le resultat de l'OBD
551     if (i != nbr_cmds-1)
552       {
553         Serial.print(",");
554       }
```

```
555     }
556   Serial.println();
557 
558   dataFile = SD.open("FINAL7.txt", FILE_WRITE);
559   dataFile.println();
560   dataFile.close();
561 
562 digitalWrite(spi_ssSD, HIGH);
563 delay(250); // Attendre 0,1 s entre chaque iteration de la boucle
564 }
```

A.2 Code Matlab

A.2.1 Post-traitement des données

A.2.1.1 $VOUTdigital_{NO}$ vers $ppm_{v,NO}$, $VOUTdigital_{NO2}$ vers ppm_{v,NO_2}, $VOUTdigital_{O2}$ vers $[O_2]$ et $[CO_2]$ non calibré vers $[CO_2]$

```
% Post-traitement des capteurs de gaz
function [PointsVector, Moyennes,p_NO2, p_O2, p_NO,p_CO2] = ReadCalib()

fichiers_calib = {'MAT4_Point0.txt','MAT_NO2_25.txt','MAT_NO2_50.txt',...
      'MAT_NO2_75.txt','MAT_NO2_100.txt','MAT_O2_5.txt','MAT_O2_10.txt',...
      'MAT_O2_15.txt','MAT_O2_20.txt','MAT4_NO_20.txt','MAT4_NO_900.txt',...
      'MAT3_NO_900.txt','MAT3_CO2_10.txt'};

Points = 'NO2_0,O2_0,NO_0,CO2_0,NO2_25,NO2_50,NO2_75,NO2_100,O2_5,O2_10,O2_15,O2_20,
    NO_20,NO_900,CO2_4_5,CO2_10';
PointsVector = strsplit(Points, ',');
sizePoints = size(PointsVector);
ValuesMatrix = ones(85,sizePoints(1));

listnotpair = ones(100,1);
for n = 2:100
    listnotpair(n) = listnotpair(n-1)+2;
end


for k = 1:length(fichiers_calib)
    fid=fopen(char(fichiers_calib(k)));
    Scan=textscan(fid,'%s','delimiter','\n');
    fclose(fid);

    Results=Scan{1};

    SizeRes = size(Results);
    NbrIncrementation = round(SizeRes(1)/2);


    for i = 1:NbrIncrementation
    Result = strsplit(Results{listnotpair(i)}, ',');
        if k == 1
            for j = 1:4
                ValuesMatrix(i,j) = str2double(Result(j+7));
                %ValuesMatrix(i,j) = str2double(Result(10));
                %ValuesMatrix(i,j) = str2double(Result(8));
            end
        elseif k > 1 && k < 6
            ValuesMatrix(i,k+3) = str2double(Result(8));
            %ValuesMatrix(i,k+3) = str2double(Result(10));
        elseif k> 5 && k < 10
            ValuesMatrix(i,k+3) = str2double(Result(9));
        elseif k > 9 && k < 12
            ValuesMatrix(i,k+3) = str2double(Result(10));
            %ValuesMatrix(i,k+3) = str2double(Result(8));
        else
            ValuesMatrix(i,k+3) = str2double(Result(11));
        end
    end
end

Moyennes = ones(sizePoints(1),1);
format long
for j = 1:sizePoints(1)
    count = 0;
    addition = 0;
    for i = 1:85
```

```
59          if ValuesMatrix(i,j) ~= 1
60              count = count + 1;
61              addition = addition + ValuesMatrix(i,j);
62          end
63      end
64       Moyennes(j) = addition/count;
65  end
66
67  X_NO2 = [0,25,50,75,100];
68  Y_NO2 = [Moyennes(1),Moyennes(5),Moyennes(6),Moyennes(7),Moyennes(8)];
69  p_NO2 = polyfit(X_NO2,Y_NO2,1);
70
71
72  X_O2 = [0,5,10,15,20];
73  Y_O2 = [Moyennes(2),Moyennes(9),Moyennes(10),Moyennes(11),Moyennes(12)];
74  p_O2 = polyfit(X_O2,Y_O2,1);
75
76  X_NO = [0,20,900];
77  Y_NO = [Moyennes(3),Moyennes(13),Moyennes(14)];
78  p_NO = polyfit(X_NO,Y_NO,1);
79
80  X_CO2 = [0,45000,100000];
81  Y_CO2 = [Moyennes(4),Moyennes(15),Moyennes(16)];
82  p_CO2 = polyfit(X_CO2,Y_CO2,1);
83
84  end
```

A.2.1.2 Post-traitement de l'ensemble des données brutes susceptibles d'être acquises par la prise OBD2

```
1  % Post-traitement des donnees brutes de la prise OBD2
2  function [result1,result2] = ChangeBRUT(string)
3
4  if nargin==0
5      string = '41 04 20';
6  end
7  string = strrep(string,' ','');
8  adresse = string(3:4);
9  string = string(5:length(string));
10 result1 = 0.0;
11 result2 = 0.0;
12 if strcmp(adresse,'04')
13     result1 = hex2dec(string)/2.55;
14 elseif strcmp(adresse,'05')
15     result1 = hex2dec(string) - 40.0;
16 elseif strcmp(adresse,'06')
17     result1 = hex2dec(string)/128 - 100;
18 elseif strcmp(adresse,'07')
19     result1 = hex2dec(string)/128 - 100;
20 elseif strcmp(adresse,'08')
21     result1 = hex2dec(string)/128 - 100;
22 elseif strcmp(adresse,'09')
23     result1 = hex2dec(string)/128 - 100;
24 elseif strcmp(adresse,'0A')
25     result1 = hex2dec(string)*3.0;
26 elseif strcmp(adresse,'0B')
27     result1 = hex2dec(string);
28 elseif strcmp(adresse,'0C')
29     result1 = hex2dec(string)/4.0;
30 elseif strcmp(adresse,'0D')
31     result1 = hex2dec(string);
32 elseif strcmp(adresse,'0E')
33     result1 = hex2dec(string)/2-64;
34 elseif strcmp(adresse,'0F')
35     result1 = hex2dec(string)-40;
36 elseif strcmp(adresse,'10')
37     result1 = hex2dec(string)/100;
```

```
elseif strcmp(adresse,'11')
    result1 = hex2dec(string)/2.55;
elseif strcmp(adresse,'13')
   %pas implemente car pas utile
elseif strcmp(adresse,'14')
    string1 = string(1:2);
    string2 = string(3:length(string));
    result1 = vpa(hex2dec(string1))/200.0;
    result2 = vpa(hex2dec(string2))/1.28 - 100;
elseif strcmp(adresse,'15')
    string1 = string(1:2);
    string2 = string(3:length(string));
    result1 = vpa(hex2dec(string1))/200.0;
    result2 = vpa(hex2dec(string2))/1.28 - 100;
elseif strcmp(adresse,'16')
    string1 = string(1:2);
    string2 = string(3:length(string));
    result1 = vpa(hex2dec(string1))/200.0;
    result2 = vpa(hex2dec(string2))/1.28 - 100;
elseif strcmp(adresse,'17')
    string1 = string(1:2);
    string2 = string(3:length(string));
    result1 = vpa(hex2dec(string1))/200.0;
    result2 = vpa(hex2dec(string2))/1.28 - 100;
elseif strcmp(adresse,'18')
    string1 = string(1:2);
    string2 = string(3:length(string));
    result1 = vpa(hex2dec(string1))/200.0;
    result2 = vpa(hex2dec(string2))/1.28 - 100;
elseif strcmp(adresse,'19')
    string1 = string(1:2);
    string2 = string(3:length(string));
    result1 = vpa(hex2dec(string1))/200.0;
    result2 = vpa(hex2dec(string2))/1.28 - 100;
elseif strcmp(adresse,'20')
    string1 = string(1:2);
    string2 = string(3:length(string));
    result1 = vpa(hex2dec(string1))/200.0;
    result2 = vpa(hex2dec(string2))/1.28 - 100;
elseif strcmp(adresse,'1A')
    string1 = string(1:2);
    string2 = string(3:length(string));
    result1 = vpa(hex2dec(string1))/200.0;
    result2 = vpa(hex2dec(string2))/1.28 - 100;
elseif strcmp(adresse,'1B')
    string1 = string(1:2);
    string2 = string(3:length(string));
    result1 = vpa(hex2dec(string1))/200.0;
    result2 = vpa(hex2dec(string2))/1.28 - 100;
elseif strcmp(adresse,'1D')
   % pas implemente car pas utile
elseif strcmp(adresse,'1F')
    result1 = hex2dec(string);
elseif strcmp(adresse,'20')
   % pas implemente car pas utile
elseif strcmp(adresse,'21')
    result1 = hex2dec(string);
elseif strcmp(adresse,'24')
    string1 = string(1:4);
    string2 = string(5:length(string));
    result1 = vpa(hex2dec(string1))*2.0/65536.0;
    result2 = vpa(hex2dec(string2))*8.0/65536.0;
elseif strcmp(adresse,'25')
    string1 = string(1:4);
    string2 = string(5:length(string));
    result1 = vpa(hex2dec(string1))*2.0/65536.0;
```

```
104         result2 = vpa(hex2dec(string2))*8.0/65536.0;
105     elseif strcmp(adresse,'26')
106         string1 = string(1:4);
107         string2 = string(5:length(string));
108         result1 = vpa(hex2dec(string1))*2.0/65536.0;
109         result2 = vpa(hex2dec(string2))*8.0/65536.0;
110     elseif strcmp(adresse,'27')
111         string1 = string(1:4);
112         string2 = string(5:length(string));
113         result1 = vpa(hex2dec(string1))*2.0/65536.0;
114         result2 = vpa(hex2dec(string2))*8.0/65536.0;
115     elseif strcmp(adresse,'28')
116         string1 = string(1:4);
117         string2 = string(5:length(string));
118         result1 = vpa(hex2dec(string1))*2.0/65536.0;
119         result2 = vpa(hex2dec(string2))*8.0/65536.0;
120     elseif strcmp(adresse,'29')
121         string1 = string(1:4);
122         string2 = string(5:length(string));
123         result1 = vpa(hex2dec(string1))*2.0/65536.0;
124         result2 = vpa(hex2dec(string2))*8.0/65536.0;
125     elseif strcmp(adresse,'2A')
126         string1 = string(1:4);
127         string2 = string(5:length(string));
128         result1 = vpa(hex2dec(string1))*2.0/65536.0;
129         result2 = vpa(hex2dec(string2))*8.0/65536.0;
130     elseif strcmp(adresse,'2B')
131         string1 = string(1:4);
132         string2 = string(5:length(string));
133         result1 = vpa(hex2dec(string1))*2.0/65536.0;
134         result2 = vpa(hex2dec(string2))*8.0/65536.0;
135     elseif strcmp(adresse,'2C')
136         result1 = hex2dec(string)/2.55;
137     elseif strcmp(adresse,'2D')
138         result1 = hex2dec(string)/1.28-100;
139     elseif strcmp(adresse,'2E')
140         result1 = hex2dec(string)/2.55;
141     elseif strcmp(adresse,'2F')
142         result1 = hex2dec(string)/2.55;
143     elseif strcmp(adresse,'30')
144         result1 = hex2dec(string);
145     elseif strcmp(adresse,'31')
146         result1 = hex2dec(string);
147     elseif strcmp(adresse,'32')
148         result1 = hex2dec(string)/4;
149     elseif strcmp(adresse,'33')
150         result1 = hex2dec(string);
151     elseif strcmp(adresse,'34')
152         string1 = string(1:4);
153         string2 = string(5:length(string));
154         result1 = vpa(hex2dec(string1))*2.0/65536.0;
155         result2 = vpa(hex2dec(string2))/256.0-128;
156     elseif strcmp(adresse,'35')
157         string1 = string(1:4);
158         string2 = string(5:length(string));
159         result1 = vpa(hex2dec(string1))*2.0/65536.0;
160         result2 = vpa(hex2dec(string2))/256.0-128;
161     elseif strcmp(adresse,'36')
162         string1 = string(1:4);
163         string2 = string(5:length(string));
164         result1 = vpa(hex2dec(string1))*2.0/65536.0;
165         result2 = vpa(hex2dec(string2))/256.0-128;
166     elseif strcmp(adresse,'37')
167         string1 = string(1:4);
168         string2 = string(5:length(string));
169         result1 = vpa(hex2dec(string1))*2.0/65536.0;
```

```
170     result2 = vpa(hex2dec(string2))/256.0-128;
171 elseif strcmp(adresse,'38')
172     string1 = string(1:4);
173     string2 = string(5:length(string));
174     result1 = vpa(hex2dec(string1))*2.0/65536.0;
175     result2 = vpa(hex2dec(string2))/256.0-128;
176 elseif strcmp(adresse,'39')
177     string1 = string(1:4);
178     string2 = string(5:length(string));
179     result1 = vpa(hex2dec(string1))*2.0/65536.0;
180     result2 = vpa(hex2dec(string2))/256.0-128;
181 elseif strcmp(adresse,'3A')
182     string1 = string(1:4);
183     string2 = string(5:length(string));
184     result1 = vpa(hex2dec(string1))*2.0/65536.0;
185     result2 = vpa(hex2dec(string2))/256.0-128;
186 elseif strcmp(adresse,'3B')
187     string1 = string(1:4);
188     string2 = string(5:length(string));
189     result1 = vpa(hex2dec(string1))*2.0/65536.0;
190     result2 = vpa(hex2dec(string2))/256.0-128;
191 elseif strcmp(adresse,'3C')
192     result1 = hex2dec(string)/10-40;
193 elseif strcmp(adresse,'3D')
194     result1 = hex2dec(string)/10-40;
195 elseif strcmp(adresse,'3E')
196     result1 = hex2dec(string)/10-40;
197 elseif strcmp(adresse,'3F')
198     result1 = hex2dec(string)/10-40;
199 elseif strcmp(adresse,'40')
200     % pas implemente car pas utile
201 elseif strcmp(adresse,'42')
202     result1 = vpa(hex2dec(string))/1000;
203 elseif strcmp(adresse,'43')
204     result1 = hex2dec(string)/2.55;
205 elseif strcmp(adresse,'44')
206     result1 = vpa(hex2dec(string))*2.0/65536;
207 elseif strcmp(adresse,'45')
208     result1 = hex2dec(string)/2.55;
209 elseif strcmp(adresse,'46')
210     result1 = hex2dec(string)-40;
211 elseif strcmp(adresse,'47')
212     result1 = hex2dec(string)/2.55;
213 elseif strcmp(adresse,'48')
214     result1 = hex2dec(string)/2.55;
215 elseif strcmp(adresse,'49')
216     result1 = hex2dec(string)/2.55;
217 elseif strcmp(adresse,'4A')
218     result1 = hex2dec(string)/2.55;
219 elseif strcmp(adresse,'4B')
220     result1 = hex2dec(string)/2.55;
221 elseif strcmp(adresse,'4C')
222     result1 = hex2dec(string)/2.55;
223 elseif strcmp(adresse,'4D')
224     result1 = hex2dec(string);
225 elseif strcmp(adresse,'4E')
226     result1 = hex2dec(string);
227 elseif strcmp(adresse,'51')
228     %pas implemente car pas utile
229 elseif strcmp(adresse,'52')
230     result1 = hex2dec(string)/2.55;
231 elseif strcmp(adresse,'59')
232     result1 = hex2dec(string)*10;
233 elseif strcmp(adresse,'5B')
234     result1 = hex2dec(string)/2.55;
235 elseif strcmp(adresse,'5C')
```

```
236         result1 = hex2dec(string)-40;
237     elseif strcmp(adresse,'5D')
238         result1 = hex2dec(string)/128-210;
239     elseif strcmp(adresse,'5E')
240         result1 = vpa(hex2dec(string))/20.0;
241     elseif strcmp(adresse,'60')
242        %pas implemente car pas utile
243     elseif strcmp(adresse,'61')
244         result1 = hex2dec(string)-125;
245     elseif strcmp(adresse,'62')
246         result1 = hex2dec(string)-125;
247     elseif strcmp(adresse,'63')
248         result1 = hex2dec(string);
249     end
250     end
```

A.2.2 Analyse des données

A.2.2.1 Récupération de λ pour un véhicule diesel

```
1  % Permet d'extrapoler les valeurs de la sonde lambda pour un vehicule
2  % diesel
3  function [p_Lambda] = SondeLambdaFinal()
4  clear all
5  close all
6
7  fichier = 'FINAL7.TXT';
8
9  fid=fopen(fichier);
10 Scan=textscan(fid,'%s','delimiter','\n');
11
12 fclose(fid);
13 Results=Scan{1};
14 SizeRes = size(Results);
15 NbrIncrementation = SizeRes(1);
16
17 VariablesNames = Results{1};
18 VariablesNamesVector = strsplit(VariablesNames, ',')';
19
20 X_Lambda1 = zeros(NbrIncrementation,1);
21 Y_Lambda1 = zeros(NbrIncrementation,1);
22 X_Lambda2 = zeros(NbrIncrementation,1);
23 Y_Lambda2 = zeros(NbrIncrementation,1);
24
25 for i = 2:NbrIncrementation
26     Result = strsplit(Results{i}, ',')';
27
28     for j = 2:size(VariablesNamesVector)
29         ToInsert = Result(j);
30         if strcmp(VariablesNamesVector(j),'OX_SENS_2_LV')
31             [Y,X] = ChangeBRUT(ToInsert{1});
32             Y_Lambda1(i) = Y;
33             X_Lambda1(i) = X;
34             if Y < 1.95
35                 Y_Lambda2(i) = Y;
36                 X_Lambda2(i) = X;
37             end
38         end
39
40     end
41 end
42
43 toRemove = find(Y_Lambda2==0);
44
45 Y_Lambda2(toRemove) = [];
46 X_Lambda2(toRemove) = [];
47
```

```
p_Lambda = polyfit(X_Lambda2,Y_Lambda2,2);
end
```

A.2.2.2 $\dot{m}_a$ obtenu directement

```
% Permet de calculer directement le debit massique d'air entrant au moteur
% ma [g/s]
function [MAF] = GetMAFFinal(VariablesNamesVector, ValuesMatrix)

NbrIncrementations = size(ValuesMatrix,1);
NbrVariables = size(VariablesNamesVector,1);

for i = 2:NbrVariables
    if strcmp(VariablesNamesVector(i),'Temps')
        TimeCol = i;
        TimeInit = ValuesMatrix(1,TimeCol);
        time = zeros(NbrIncrementations,1);
    elseif strcmp(VariablesNamesVector(i),'MAF_FLOW')
        MAFCol = i;
        MAF = zeros(NbrIncrementations,1);
    end
end

for i = 1:NbrIncrementations
    time(i) = ValuesMatrix(i,TimeCol) - TimeInit;
    if exist('MAF','var')
        MAF(i) = ValuesMatrix(i,MAFCol); end
end

end
```

A.2.2.3 $\dot{m}_a$ obtenu indirectement

```
% Permet de calculer indirectement le debit massique d'air entrant au
% moteur ma [g/s]
function [MAF] = GetMAFbyMAP(VariablesNamesVector, ValuesMatrix, V_cyl, eta_vol)

NbrIncrementations = size(ValuesMatrix,1);
NbrVariables = size(VariablesNamesVector,1);

for i = 2:NbrVariables
    if strcmp(VariablesNamesVector(i),'Temps')
        TimeCol = i;
        TimeInit = ValuesMatrix(1,TimeCol);
        time = zeros(NbrIncrementations,1);
    elseif strcmp(VariablesNamesVector(i),'INTAKE_MAP')
        MAPCol = i;
        MAP = zeros(NbrIncrementations,1);
    elseif strcmp(VariablesNamesVector(i),'RPM')
        RPMCol = i;
        RPM = zeros(NbrIncrementations,1);
    elseif strcmp(VariablesNamesVector(i),'INTAKE_TEMP')
        INTAKE_TEMPCol = i;
        INTAKE_TEMP = zeros(NbrIncrementations,1);
    end
end

for i = 1:NbrIncrementations
    time(i) = ValuesMatrix(i,TimeCol) - TimeInit;
    if exist('MAP','var')
        MAP(i) = ValuesMatrix(i,MAPCol); end
    if exist('RPM','var')
        RPM(i) = ValuesMatrix(i,RPMCol); end
    if exist('INTAKE_TEMP','var')
        INTAKE_TEMP(i) = ValuesMatrix(i,INTAKE_TEMPCol); end
end

```

```
if nargin < 3
    V_cyl = 1.4;
    if nargin < 4
        eta_vol = zeros(NbrIncrementations,1);
        for i = 1:NbrIncrementations
            eta_vol(i) = 0.9;
        end
    end
end

V_eff = zeros(NbrIncrementations,1);
n_air = zeros(NbrIncrementations,1);
MAF = zeros(NbrIncrementations,1);
R = 8.314;
M_air = 28.98;
for i = 1:NbrIncrementations
    V_eff(i) = (eta_vol(i)*V_cyl*RPM(i)/2)/60;
    n_air(i) = MAP(i)*V_eff(i)/(R*(INTAKE_TEMP(i)+273.15));
    MAF(i) = M_air*n_air(i);
end

end
```

A.2.2.4 Lecture du fichier test.txt

```
%Permet de lire un fichier test.txt
function [VariablesNamesVector, ValuesMatrix] = ReadData()

fichier = 'FINAL7.TXT';

fid=fopen(fichier);
Scan=textscan(fid,'%s','delimiter','\n');

fclose(fid);
Results=Scan{1};
SizeRes = size(Results);
NbrIncrementation = SizeRes(1);

VariablesNames = Results{1};
VariablesNamesVector = strsplit(VariablesNames, ',')';

sizeVar = size(VariablesNamesVector);
ValuesMatrix = ones(NbrIncrementation-1,sizeVar(1));

for i = 2:NbrIncrementation
    Result = strsplit(Results{i}, ',')';


    for j = 2:size(VariablesNamesVector)
        if j == 1
            Seconds = convertDate(Result(j));
        elseif j == 2
            [~,~,~,H, MN, S] = datevec(Result(j));
            Seconds = H*3600+MN*60+S;
            ValuesMatrix(i-1,j) = Seconds;
        else
            ToInsert = Result(j);
            isOBD = strfind(ToInsert,'41 ');
            if isempty(isOBD{1})
                if strcmp(VariablesNamesVector(j),'capt4_CO2')
                    ValuesMatrix(i-1,j) = str2double(ToInsert)/10000;
                else
                    ValuesMatrix(i-1,j) = str2double(ToInsert);
                end
            else
                if length(ToInsert{1}) > 12
                    [~,ValuesMatrix(i-1,j)] = ChangeBRUT(ToInsert{1});
```

```
                else
                    [ValuesMatrix(i-1,j),~] = ChangeBRUT(ToInsert{1});
                end
            end
        end

    end
end

end
```

A.2.2.5 Code finissant l'analyse des données et permettant de sortir les graphes

```
% Permet d analyser les donnees et sortir les graphes
function [] = PlotDatasFinal()
clear all
close all

[VariablesNamesVector, ValuesMatrix] = ReadData();
NbrIncrementations = size(ValuesMatrix,1);
NbrVariables = size(VariablesNamesVector,1);

[~, ~,p_NO2, p_O2, p_NO, p_CO2] = ReadCalib();
[p_Lambda] = SondeLambdaFinal();

for i = 2:NbrVariables
    if strcmp(VariablesNamesVector(i),'Temps')
        TimeCol = i;
        TimeInit = ValuesMatrix(1,TimeCol);
        time = zeros(NbrIncrementations,1);
    elseif strcmp(VariablesNamesVector(i),'SPEED')
        speedCol = i;
        speed = zeros(NbrIncrementations,1);
    elseif strcmp(VariablesNamesVector(i),'TIMING_ADVANCE')
        TIMING_ADVANCECol = i;
        TIMING_ADVANCE = zeros(NbrIncrementations,1);
    elseif strcmp(VariablesNamesVector(i),'RPM')
        RPMCol = i;
        RPM = zeros(NbrIncrementations,1);
    elseif strcmp(VariablesNamesVector(i),'ENGINE_LOAD')
        ENGINE_LOADCol = i;
        ENGINE_LOAD = zeros(NbrIncrementations,1);
    elseif strcmp(VariablesNamesVector(i),'FUEL_INJEC_TIMING')
        FUEL_INJEC_TIMINGCol = i;
        FUEL_INJEC_TIMING = zeros(NbrIncrementations,1);
    elseif strcmp(VariablesNamesVector(i),'FUEL_RATE')
        FUEL_RATECol = i;
        FUEL_RATE = zeros(NbrIncrementations,1);
    elseif strcmp(VariablesNamesVector(i),'capt1_NO2')
        NO2Col = i;
        NO2 = zeros(NbrIncrementations,1);
    elseif strcmp(VariablesNamesVector(i),'capt2_O2')
        O2Col = i;
        O2 = zeros(NbrIncrementations,1);
    elseif strcmp(VariablesNamesVector(i),'capt3_NO')
        NOCol = i;
        NO = zeros(NbrIncrementations,1);
    elseif strcmp(VariablesNamesVector(i),'capt4_CO2')
        CO2Col = i;
        CO2 = zeros(NbrIncrementations,1);
    elseif strcmp(VariablesNamesVector(i),'OX_SENS_1_LV')
        OX_SENS_1_LVCol = i;
        OX_SENS_1_LV = zeros(NbrIncrementations,1);
    elseif strcmp(VariablesNamesVector(i),'OX_SENS_2_LV')
        OX_SENS_2_LVCol = i;
        OX_SENS_2_LV = zeros(NbrIncrementations,1);
    end
```

```
55 end
56
57 for i = 1:NbrIncrementations
58     time(i) = ValuesMatrix(i,TimeCol) - TimeInit;
59     speed(i) = ValuesMatrix(i,speedCol);
60     TIMING_ADVANCE(i) = ValuesMatrix(i,TIMING_ADVANCECol);
61     RPM(i) = ValuesMatrix(i,RPMCol);
62     ENGINE_LOAD(i) = ValuesMatrix(i,ENGINE_LOADCol);
63     FUEL_INJEC_TIMING(i) = ValuesMatrix(i,FUEL_INJEC_TIMINGCol);
64     FUEL_RATE(i) = ValuesMatrix(i,FUEL_RATECol) * 850 / 3600;
65
66     % Prise en compte du post-traitement des capteurs de gaz
67     NO(i) = (ValuesMatrix(i,NOCol)-p_NO(2))/p_NO(1);
68     if NO(i) < 0
69         NO(i) = 0;
70     end
71     NO2(i) = (ValuesMatrix(i,NO2Col)-p_NO2(2))/p_NO2(1)+10;
72     if NO2(i) < 0
73         NO2(i) = 0;
74     end
75     O2(i) = (ValuesMatrix(i,O2Col)-p_O2(2))/p_O2(1);
76     CO2(i) = (ValuesMatrix(i,CO2Col)-p_CO2(2)/10000)/p_CO2(1);
77     OX_SENS_1_LV(i) = (p_Lambda(1)*(ValuesMatrix(i,OX_SENS_1_LVCol))^2+p_Lambda(2)*(
           ValuesMatrix(i,OX_SENS_1_LVCol))+ p_Lambda(3));
78     OX_SENS_2_LV(i) = (p_Lambda(1)*(ValuesMatrix(i,OX_SENS_2_LVCol))^2+p_Lambda(2)*(
           ValuesMatrix(i,OX_SENS_2_LVCol))+ p_Lambda(3));
79 end
80
81 %% Calcul direct du debit massique d'air entrant au moteur
82 [MAF] = GetMAFFinal(VariablesNamesVector, ValuesMatrix);
83
84 %% Calcul indirect du debit massique d'air entrant au moteur
85 eta_vol = zeros(NbrIncrementations,1);
86 for i = 1:NbrIncrementations
87     eta_vol(i) = 0.85;
88 end
89 [MAFbyMAP] = GetMAFbyMAP(VariablesNamesVector, ValuesMatrix,1.4,eta_vol);
90
91 %% Calcul du debit massique de carburant
92 AFR_stoechiometrie = 14.5; %(essence: 15,7 et Diesel 14,5)
93 CONSbyMAF = zeros(NbrIncrementations,1);
94 for i = 1:NbrIncrementations
95     CONSbyMAF(i) = MAFbyMAP(i)/(OX_SENS_2_LV(i) * AFR_stoechiometrie);
96     %CONSbyMAF(i) = MAF(i)/(OX_SENS_2_LV(i) * AFR_stoechiometrie);
97 end
98
99 %% Calcul du debit massique des gaz a l'echappement
100 GAZ = zeros(NbrIncrementations,1);
101 for i = 1:NbrIncrementations
102     GAZ(i) = MAFbyMAP(i)+ CONSbyMAF(i);
103     %GAZ(i) = MAF(i)+ CONSbyMAF(i);
104     %GAZ(i) = MAF(i)+ FUEL_RATE(i);
105     %GAZ(i) = MAFbyMAP(i)+ FUEL_RATE(i);
106 end
107
108 %% Prise en compte du shift de temps
109 NewNO = zeros(NbrIncrementations-17,1);
110 NewNO2 = zeros(NbrIncrementations-17,1);
111 NewO2 = zeros(NbrIncrementations-17,1);
112 NewCO2 = zeros(NbrIncrementations-17,1);
113 NewTime = zeros(NbrIncrementations-17,1);
114 for i = 1:NbrIncrementations-17
115     NewNO(i) = NO(i+17);
116     NewNO2(i) = NO2(i+17);
117     NewO2(i) = O2(i+17);
118     NewCO2(i) = CO2(i+17);
```

```
119     NewTime(i) = time(i);
120 end
121
122 %% Calcul des NOx [g/km]
123 NOx = zeros(NbrIncrementations-17,1);
124 Mm_ECHAP = zeros(NbrIncrementations-17,1);
125 Mm_NO2 = 14+16*2;
126 Mm_NO = 14+16;
127 Mm_CO2 = 12+16*2;
128 Mm_O2 = 16*2;
129 Mm_N2 = 14*2;
130 for i = 1:NbrIncrementations-17
131     if speed(i) <= 1
132         NOx(i) = 0;
133     else
134         Mm_ECHAP(i) = Mm_CO2*NewCO2(i)/100 + Mm_O2*NewO2(i)/100 + Mm_N2*(100-NewCO2(i)-
                NewO2(i))/100;
135         NOx(i) = ((NewNO(i)*Mm_NO + NewNO2(i)*Mm_NO2)*10^(-6)*GAZ(i))/(Mm_ECHAP(i)*
                speed(i)/3600);
136     end
137 end
138
139 %% Calcul du shift de temps
140 y = 13/7.25;
141 a0 = zeros(NbrIncrementations,1);
142 a1 = 0;
143 a2 = 1;
144 b1 = 0;
145 w = zeros(NbrIncrementations,1);
146
147 O2bySENS = zeros(NbrIncrementations,1);
148
149 for i = 1:NbrIncrementations
150     a0(i) = (OX_SENS_2_LV(i)-1)*(1+y/4);
151     w(i) = OX_SENS_2_LV(i)*(1+y/4);
152
153     O2bySENS(i) = a0(i)/(a0(i)+a1+a2+b1+3.76*w(i)) * 100;
154 end
155
156 %% Calcul de la distance parcourue
157 Totalkm = 0;
158
159 for i = 2:NbrIncrementations
160     if speed(i) > 1
161         km = (speed(i)/3600)*(time(i)-time(i-1));
162         Totalkm = Totalkm + km;
163     end
164 end
165 Totalkm
166
167 %% Calcul de la moyenne des emissions de NOx
168 TotalNox = 0;
169 Totalkm = 0;
170
171 for i = 2:NbrIncrementations
172     if speed(i) > 1
173         km = (speed(i)/3600)*(time(i)-time(i-1));
174         TotalNox = TotalNox + NOx(i)*km;
175         Totalkm = Totalkm + km;
176     end
177 end
178 AverageNox = TotalNox/Totalkm
179
180 % Toutes les donnees necessaires sont implementes, on peut maintenant
181 % plotter les graphes
182 end
```

Annexe B

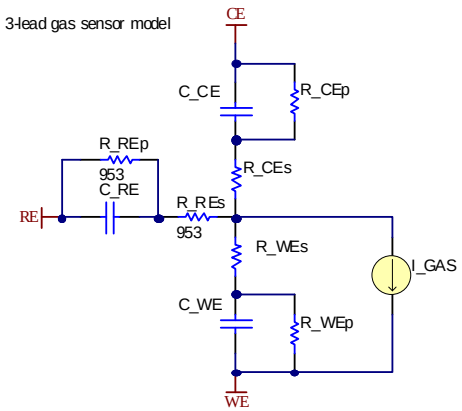
Modélisation des capteurs de gaz

B.1 Modèle Texas Instruments

3-lead Amperometric Gas Sensor Model

The amperometric electrochemical gas sensors use three electrodes:
Working electrode reacts with the target gas
Counter electrode generates a current that balances the working electrode current
Reference electrode sets the operating potential of the working electrode for best performance.

All three electrodes are connected internally through the electrolyte, so a common central node is an essential part of the model. The electrolyte can be modeled simply as a resistor (R_CEs, R_REs, R_WEs). Each electrode can be modeled simply as a large capacitor (C_CE, C_RE, C_WE) and small resistive component (R_CEp, R_REsp, R_WEp).
The source current present in the model represents the current generated in the redox reaction that happens at CE and WE electrodes.



Limits of the model

The electrochemical phenomena which take place in the electrochemical cell are complex, non linear and time variant. The proposed electrical model (available in most of the Electrochemical Literature) is a linear and time constant model which simply emphasizes the dominant chemical phenomena (reaction redox, diffusion) which take place at the electrodes and in the electrolyte.

References

AAN-111 “Modelling Amperometric Electrochemical Gas Sensors” from Alphasense.
AAN-105-03 “Designing a Potentiostatic Circuit” from Alphasense.

B.2 Modèle Alphasense

AAN 111-02 MODELLING AMPEROMETRIC ELECTROCHEMICAL GAS SENSORS

When designing circuits, electronic engineers frequently ask for an equivalent model of a sensor. This equivalent model allows simulation of the potentiostatic circuit, which is required to both measure and control an amperometric electrochemical gas sensor.

Application Note AAN 105 explains how to design a potentiostatic circuit, and Application Note AAN 104 explains how an amperometric electrochemical gas sensor operates.

This Application Note demonstrates how a gas sensor may be modelled with an equivalent circuit. Of course, electrochemical sensors are more complex, so the limitations of this model are also explained.

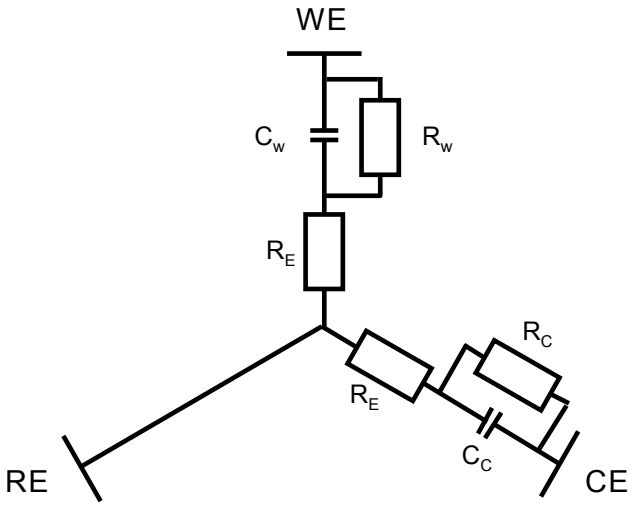
The Model

Alphasense amperometric electrochemical gas sensors use three electrodes:

- **Working electrode** reacts with the target gas to generate a current
- **Counter electrode** supplies a current that balances that generated by the working electrode current
- **Reference electrode** sets the operating potential of the working electrode

All three electrodes are connected internally through the electrolyte, so a common central node is an essential part of the model. The electrolyte can be modelled simply as a resistor, R_E. The reference electrode has no equivalent circuit since the potentiostatic circuit is designed with a high input impedance to this electrode and therefore, ideally, carries no current.

The working and counter electrodes can be modelled simply as a combination of resistors and capacitors as illustrated below. R_w and R_c is the charge transfer resistance of the working and counter electrodes. C_w and C_c is the capacitance of the working and counter electrodes. The electrolyte resistance is indicated by R_E.



300 Avenue West, Skyline 120 Great Notley, Essex CM77 7AA UK
+44 1376 556700 Fax +44 1376 335899
email: sensors@alphasense.com Web: www.alphasense.com

The following table shows approximate values of the elements described earlier for A and D series CO and H_2S sensors.

Physical element	Equivalent. circuit element	CO-AF	CO-DF	H_2S-A1	H_2S-D1
Electrolyte	R_E / Ω	2	2	2	2
Working electrode	R_W / Ω	300	2000	130	1000
	C_W / mF	130	80	260	90
Counter electrode	R_C / Ω	300	2000	130	1000
	C_C / mF	260	160	520	180

Electrochemical Considerations

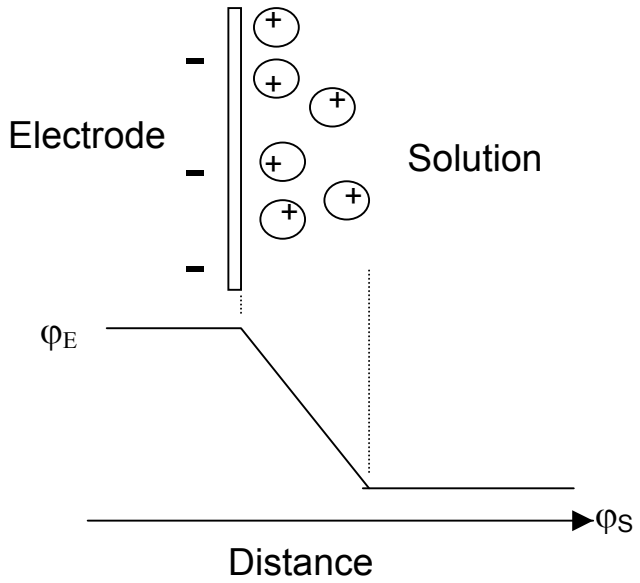
The elements descirbed in the first section of this application note can be derived from a basic knowledge of electrochemical interfaces.

R

The resistor elements describe the ohmic resistance associated with the electrodes. For best sensor operation, these values are minimised. This may be achieved with the use of a high ionic strength electrolyte and optimisation of the electrode geometry.

C

Consider an electrode immersed in an electrolyte in which the electrode is biased negative to the potential of zero charge (pzc), such that the electrode has an excess of electrons at the surface. An excess of positively charged ions resides on the solution side of the interface in order to maintain electroneutrality. This situation is described schematically below :-



where φ_E and φ_S are the potentials of the electrode and solution respectively. Most of the potential drop occurs in the region close to the electrode where a net accumulation of positively charged species has occurred. This situation can be described electrically as a capacitor.

300 Avenue West, Skyline 120 Great Notley, Essex CM77 7AA UK
+44 1376 556700 Fax +44 1376 335899
email: sensors@alphasense.com Web: www.alphasense.com

Limitations of the model

The model presented here is a simplified version of a more complicated, lumped element equivalent circuit. It is beyond the scope of this note to include all of the details of the system such as a constant phase element to account for the non-ideal capacitance behaviour of real electrodes. Therefore, for the purposes of simulating toxic sensors a few points should be considered:

- Capacitance is frequency dependent and, in particular, low frequency measurements are dominated by the capacitance associated with the porous nature of the electrode. At high frequencies, capacitance becomes dominated by solution resistance, but potentiostatic circuits are low frequency circuits. See Application Note AAN 103.

- Capacitance is a complex function of the bias potential. Meaningful results will only be obtained at a constant stable bias. Any instantaneous shift in bias potential will result in charging/discharging of the electrode, resulting in an unstable reading for several minutes.

- If sensors are used in low humidities, loss of electrolyte will increase the internal resistance from about 1 ohm to 10 ohms. This will change the RC time constant of the sensor, which may affect noise immunity and possibly circuit stability.

300 Avenue West, Skyline 120 Great Notley, Essex CM77 7AA UK
+44 1376 556700 Fax +44 1376 335899
email: sensors@alphasense.com Web: www.alphasense.com

Annexe C

Certificats de calibration des capteurs de gaz

C.1 NO-AE

Performance Data

NO-AE

février 26, 2018

IMMC/TFL

Serial No	Zero Current (ppm)	Sensitivity (nA/ppm)	Response t90 (s)
Min	2,63	43,5	35,9
Mean	2,63	43,5	35,9
Max	2,63	43,5	35,9
(+/-) 95% Conf.	NA	NA	NA
61590042	2,63	43,5	35,9

C.2 NO2-AE

Performance Data

NO2-AE

février 27, 2018

IMMC/TFL

Serial No	Zero Current (ppm)	Sensitivity (nA/ppm)	Response t90 (s)
Min	0,30	-154,8	25,8
Mean	0,30	-154,8	25,8
Max	0,30	-154,8	25,8
(+/-) 95% Conf.	NA	NA	NA
76590048	0,30	-154,8	25,8

C.3 O2-C2

Performance Data

O2-C2

février 26, 2018

IMMC/TFL

Serial No	Zero Current (µA)	Output @20.9%O2 (µA)	Recovery t90 (s)
Min	1,76	100,0	40,2
Mean	1,76	100,0	40,2
Max	1,76	100,0	40,2
(+/-) 95% Conf.	NA	NA	NA
153140734	1,76	100,0	40,2

C.4 COZIR Wide Range 20% CO2

CALIBRATION DETAILS

Sensor Serial No. : 255492
Calibration Date : 13 December 2017
Temperature : 23.0 °C
Pressure : 0983 mbar

Calibration Gas (ppm)	Sensor Measurement (ppm)	Pass/ Fail
0	0	Pass
10000	9461	Pass
120000	116947	Pass
190000	183663	Pass

Pass Criteria is: +/- 70 ppm +/- 5 % of reading

CALIBRATION EQUIPMENT DETAILS

Manufacturer :Environics
Model & Description :Series 4040 Gas Blender containing 3 x EFC-202 mass flow controllers
Serial/ ID No.s :5311, 4867, 4912

Annexe D

Datasheets

D.1 Puce 74LVC125A

74AHC125; 74AHCT125

Quad buffer/line driver; 3-state

Rev. 04 — 11 January 2008 **Product data sheet**

1. General description

The 74AHC125; 74AHCT125 is a high-speed Si-gate CMOS device and is pin compatible with Low-power Schottky TTL (LSTTL). They are specified in compliance with JEDEC standard JESD7-A.

The 74AHC125; 74AHCT125 provides four non-inverting buffer/line drivers with 3-state outputs. The 3-state outputs (nY) are controlled by the output enable input ($n\overline{OE}$). A HIGH at $n\overline{OE}$ causes the outputs to assume a high-impedance OFF-state.

The 74AHC125; 74AHCT125 is identical to the 74AHC126; 74AHCT126 but has active LOW enable inputs.

2. Features

- Balanced propagation delays
- All inputs have a Schmitt-trigger action
- Inputs accepts voltages higher than V_{CC}
- For 74AHC125 only: operates with CMOS input levels
- For 74AHCT125 only: operates with TTL input levels
- ESD protection:
  - HBM JESD22-A114E exceeds 2000 V
  - MM JESD22-A115-A exceeds 200 V
  - CDM JESD22-C101C exceeds 1000 V
- Multiple package options
- Specified from –40 °C to +85 °C and from –40 °C to +125 °C

3. Ordering information

Table 1. Ordering information

Type number	Package			
	Temperature range	Name	Description	Version
74AHC125D	–40 °C to +125 °C	SO14	plastic small outline package; 14 leads; body width 3.9 mm	SOT108-1
74AHCT125D				
74AHC125PW	–40 °C to +125 °C	TSSOP14	plastic thin shrink small outline package; 14 leads; body width 4.4 mm	SOT402-1
74AHCT125PW				
74AHC125BQ	–40 °C to +125 °C	DHVQFN14	plastic dual in-line compatible thermal enhanced very thin quad flat package; no leads; 14 terminals; body 2.5 × 3 × 0.85 mm	SOT762-1
74AHCT125BQ				

4. Functional diagram

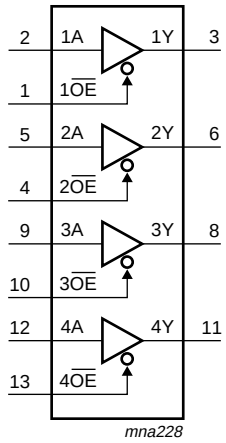


Fig 1. Logic symbol

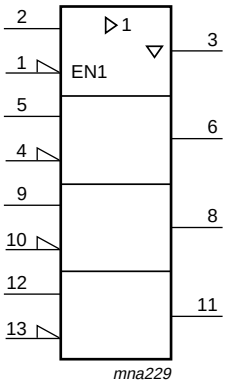


Fig 2. IEC logic symbol

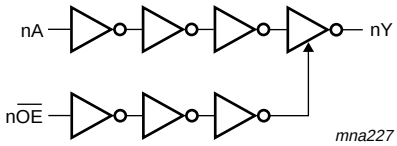


Fig 3. Logic diagram (one buffer)

5. Pinning information

5.1 Pinning

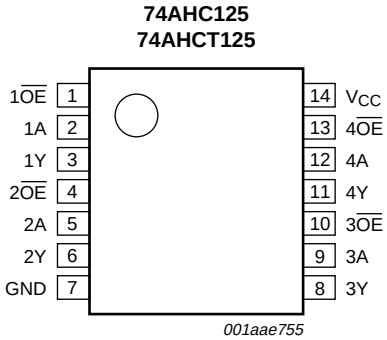
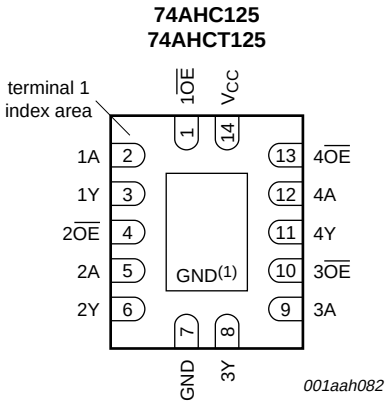


Fig 4. Pin configuration SO14 and TSSOP14



Transparent top view

(1) The die substrate is attached to this pad using conductive die attach material. It can not be used as a supply pin or input.

Fig 5. Pin configuration DHVQFN14

© NXP B.V. 2008. All rights reserved.

D.2 Module DS3231 Real Time Clock

DS3231

Extremely Accurate I²C-Integrated RTC/TCXO/Crystal

General Description

The DS3231 is a low-cost, extremely accurate I²C real-time clock (RTC) with an integrated temperature-compensated crystal oscillator (TCXO) and crystal. The device incorporates a battery input, and maintains accurate timekeeping when main power to the device is interrupted. The integration of the crystal resonator enhances the long-term accuracy of the device as well as reduces the piece-part count in a manufacturing line. The DS3231 is available in commercial and industrial temperature ranges, and is offered in a 16-pin, 300-mil SO package.

The RTC maintains seconds, minutes, hours, day, date, month, and year information. The date at the end of the month is automatically adjusted for months with fewer than 31 days, including corrections for leap year. The clock operates in either the 24-hour or 12-hour format with an AM/PM indicator. Two programmable time-of-day alarms and a programmable square-wave output are provided. Address and data are transferred serially through an I²C bidirectional bus.

A precision temperature-compensated voltage reference and comparator circuit monitors the status of V_{CC} to detect power failures, to provide a reset output, and to automatically switch to the backup supply when necessary. Additionally, the $\overline{RST}$ pin is monitored as a pushbutton input for generating a µP reset.

Benefits and Features

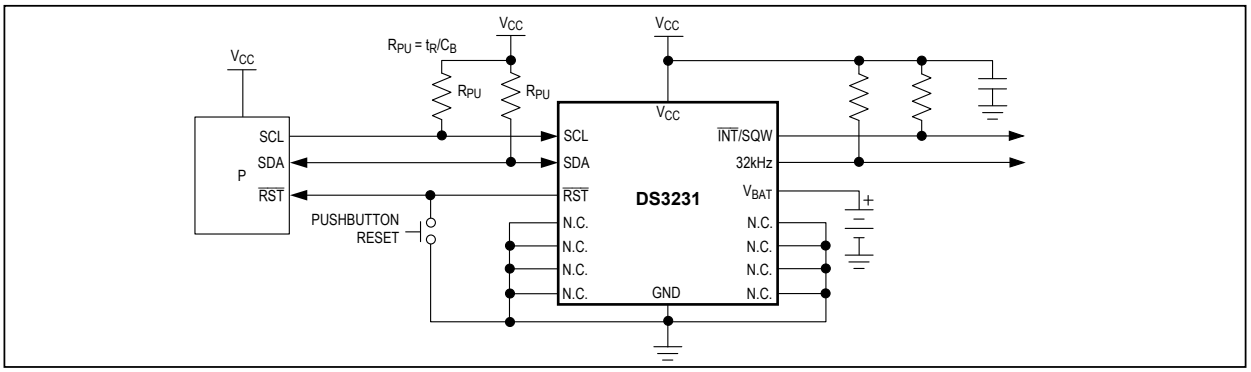
- Highly Accurate RTC Completely Manages All Timekeeping Functions
  - Real-Time Clock Counts Seconds, Minutes, Hours, Date of the Month, Month, Day of the Week, and Year, with Leap-Year Compensation Valid Up to 2100
  - Accuracy ±2ppm from 0°C to +40°C
  - Accuracy ±3.5ppm from -40°C to +85°C
  - Digital Temp Sensor Output: ±3°C Accuracy
  - Register for Aging Trim
  - $\overline{RST}$ Output/Pushbutton Reset Debounce Input
  - Two Time-of-Day Alarms
  - Programmable Square-Wave Output Signal
- Simple Serial Interface Connects to Most Microcontrollers
  - Fast (400kHz) I²C Interface
- Battery-Backup Input for Continuous Timekeeping
  - Low Power Operation Extends Battery-Backup Run Time
  - 3.3V Operation
- Operating Temperature Ranges: Commercial (0°C to +70°C) and Industrial (-40°C to +85°C)
- Underwriters Laboratories® (UL) Recognized

Applications

- Servers
- Telematics
- Utility Power Meters
- GPS

Ordering Information and Pin Configuration appear at end of data sheet.

Typical Operating Circuit



Underwriters Laboratories is a registered certification mark of Underwriters Laboratories Inc.

19-5170; Rev 10; 3/15

maxim integrated™

D.3 Relais SRD-05VDC-SL-C

SONGLE RELAY

松乐继电器 ® SONGLE RELAY	RELAY ISO9002	SRD

1. MAIN FEATURES

- Switching capacity available by 10A in spite of small size design for highdensity P.C. board mounting technique.
- UL,CUL,TUV recognized.
- Selection of plastic material for high temperature and better chemical solution performance.
- Sealed types available.
- Simple relay magnetic circuit to meet low cost of mass production.

2. APPLICATIONS

- Domestic appliance, office machine, audio, equipment, automobile, etc.
  (Remote control TV receiver, monitor display, audio equipment high rushing current use application.)

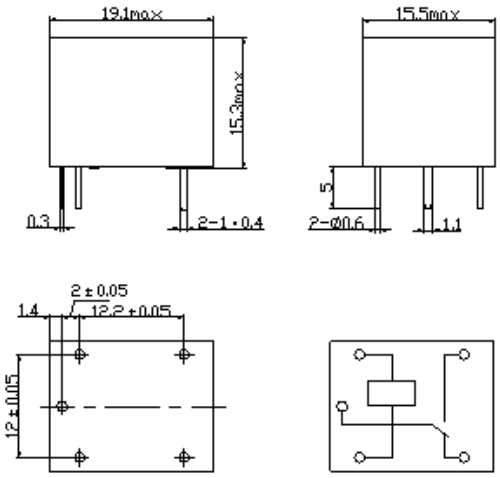
3. ORDERING INFORMATION

SRD	XX VDC	S	L	C
Model of relay	Nominal coil voltage	Structure	Coil sensitivity	Contact form
SRD	03、05、06、09、12、24、48VDC	S:Sealed type	L:0.36W	A:1 form A
				B:1 form B
		F:Flux free type	D:0.45W	C:1 form C

4. RATING

CCC	FILE NUMBER:CH0052885-2000	7A/240VDC
CCC	FILE NUMBER:CH0036746-99	10A/250VDC
UL /CUL	FILE NUMBER: E167996	10A/125VAC 28VDC
TUV	FILE NUMBER: R9933789	10A/240VAC 28VDC

5. DIMENSION(unit:mm) DRILLING(unit:mm) WIRING DIAGRAM



6. COIL DATA CHART (AT20°C)

Coil Sensitivity	Coil Voltage Code	Nominal Voltage (VDC)	Nominal Current (mA)	Coil Resistance (Ω) ±10%	Power Consumption (W)	Pull-In Voltage (VDC)	Drop-Out Voltage (VDC)	Max-Allowable Voltage (VDC)
SRD (High Sensitivity)	03	03	120	25	abt. 0.36W	75%Max.	10% Min.	120%
	05	05	71.4	70				
	06	06	60	100				
	09	09	40	225				
	12	12	30	400				
	24	24	15	1600				
	48	48	7.5	6400				
SRD (Standard)	03	03	150	20	abt. 0.45W	75% Max.	10% Min.	110%
	05	05	89.3	55				
	06	06	75	80				
	09	09	50	180				
	12	12	37.5	320				
	24	24	18.7	1280				
	48	48	10	4500	abt. 0.51W			

7. CONTACT RATING

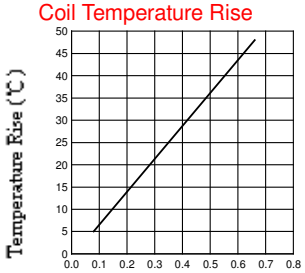
Item \ Type	SRD	
	FORM C	FORM A
Contact Capacity Resistive Load (cosΦ=1)	7A 28VDC 10A 125VAC 7A 240VAC	10A 28VDC 10A 240VAC
Inductive Load (cosΦ=0.4 L/R=7msec)	3A 120VAC 3A 28VDC	5A 120VAC 5A 28VDC
Max. Allowable Voltage	250VAC/110VDC	250VAC/110VDC
Max. Allowable Power Force	800VAC/240W	1200VA/300W
Contact Material	AgCdO	AgCdO

8. PERFORMANCE (at initial value)

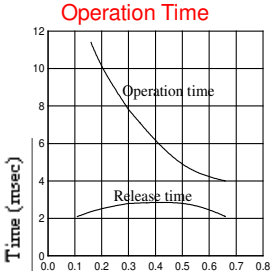
Item \ Type	SRD
Contact Resistance	100mΩ Max.
Operation Time	10msec Max.
Release Time	5msec Max.
Dielectric Strength Between coil & contact Between contacts	 1500VAC 50/60HZ (1 minute) 1000VAC 50/60HZ (1 minute)
Insulation Resistance	100 MΩ Min. (500VDC)
Max. ON/OFF Switching Mechanically Electrically	 300 operation/min 30 operation/min
Ambient Temperature	-25°C to +70°C
Operating Humidity	45 to 85% RH
Vibration Endurance Error Operation	 10 to 55Hz Double Amplitude 1.5mm 10 to 55Hz Double Amplitude 1.5mm
Shock Endurance Error Operation	 100G Min. 10G Min.
Life Expectancy Mechanically Electrically	 10^7 operations. Min. (no load) 10^5 operations. Min. (at rated coil voltage)
Weight	abt. 10grs.

9.REFERENCE DATA

Coil Temperature Rise

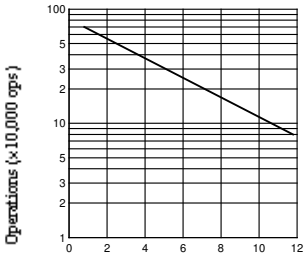


Operation Time

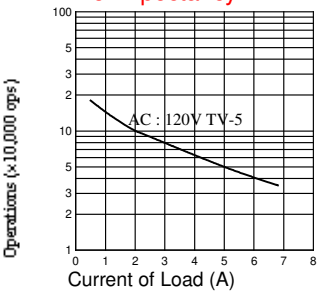


Life Expectancy

AC120V/DC24V cosΦ=1



Life Expectancy



19-5793; Rev 2; 2/12

MAX31855

Cold-Junction Compensated Thermocouple-to-Digital Converter

General Description

The MAX31855 performs cold-junction compensation and digitizes the signal from a K-, J-, N-, T-, S-, R-, or E-type thermocouple. The data is output in a signed 14-bit, SPI-compatible, read-only format. This converter resolves temperatures to 0.25°C, allows readings as high as +1800°C and as low as -270°C, and exhibits thermocouple accuracy of ±2°C for temperatures ranging from -200°C to +700°C for K-type thermocouples. For full range accuracies and other thermocouple types, see the *Thermal Characteristics* specifications.

Applications

Industrial

Appliances

HVAC

Automotive

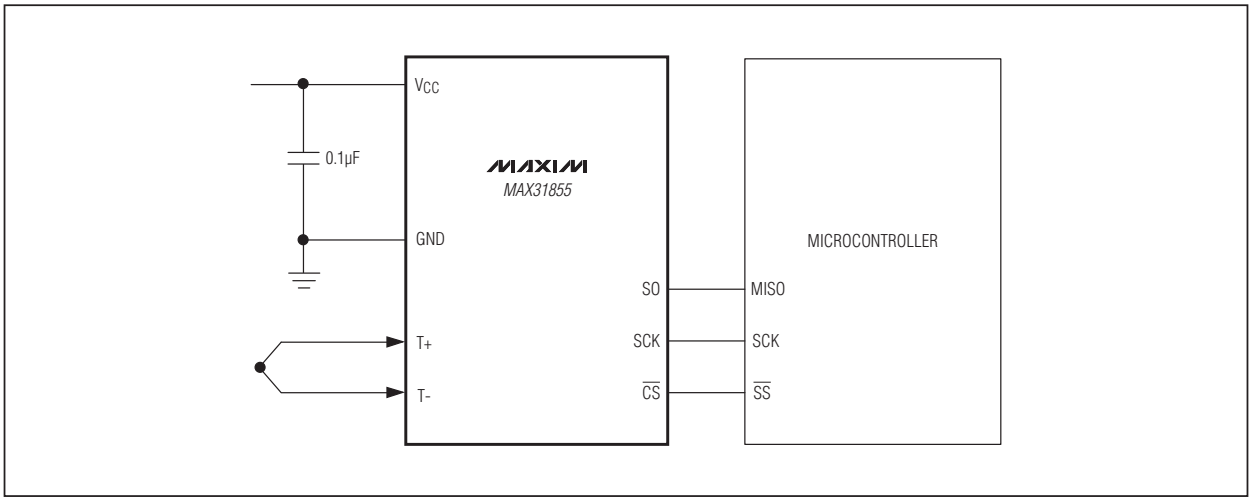
Features

- **Cold-Junction Compensation**
- **14-Bit, 0.25°C Resolution**
- **Versions Available for K-, J-, N-, T-, S-, R-, and E-Type Thermocouples (see Table 1)**
- **Simple SPI-Compatible Interface (Read-Only)**
- **Detects Thermocouple Shorts to GND or V_{CC}**
- **Detects Open Thermocouple**

***Ordering Information* appears at end of data sheet.**

*For related parts and recommended products to use with this part, refer to: **www.maxim-ic.com/MAX31855.related***

Typical Application Circuit



For pricing, delivery, and ordering information, please contact Maxim Direct at 1-888-629-4642, or visit Maxim's website at www.maxim-ic.com.

D.5 TEC1-12706

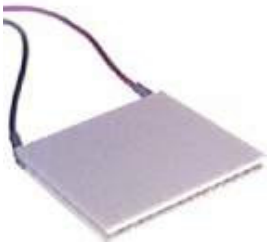
Hebei I.T. (Shanghai) Co., Ltd.

Thermoelectric Cooler

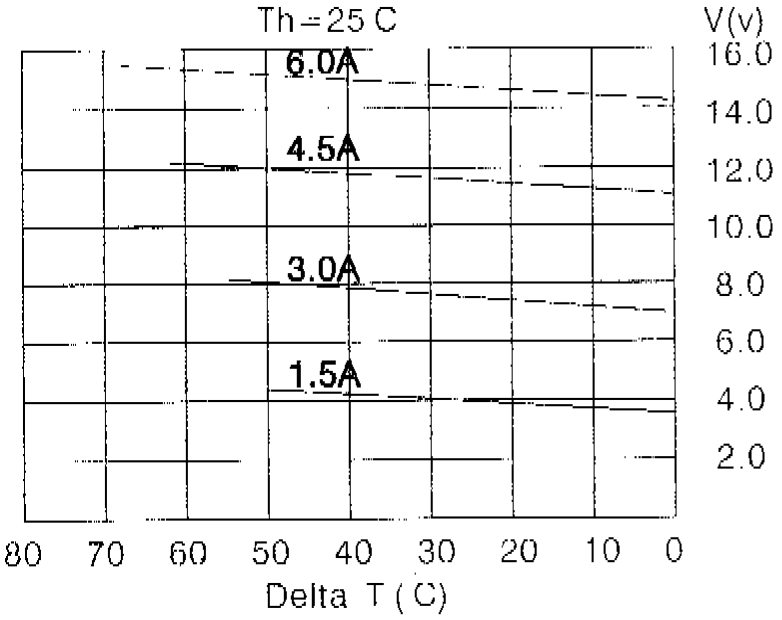
TEC1-12706

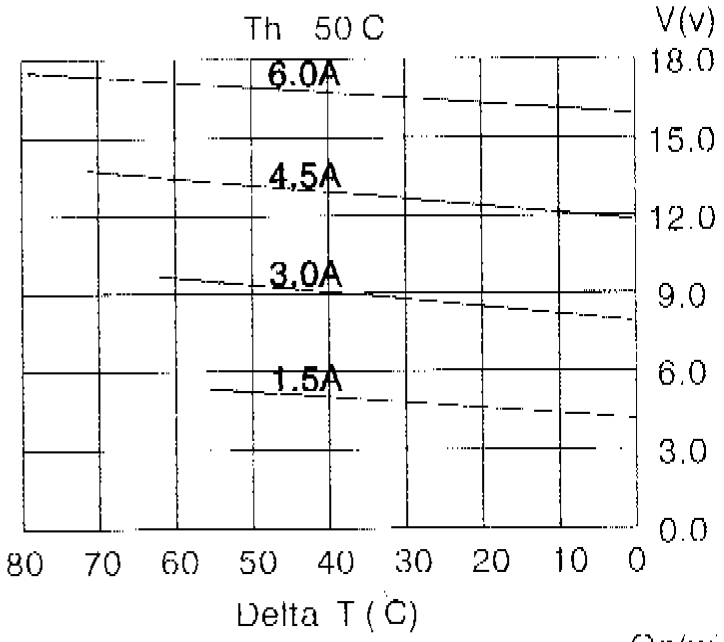
Performance Specifications

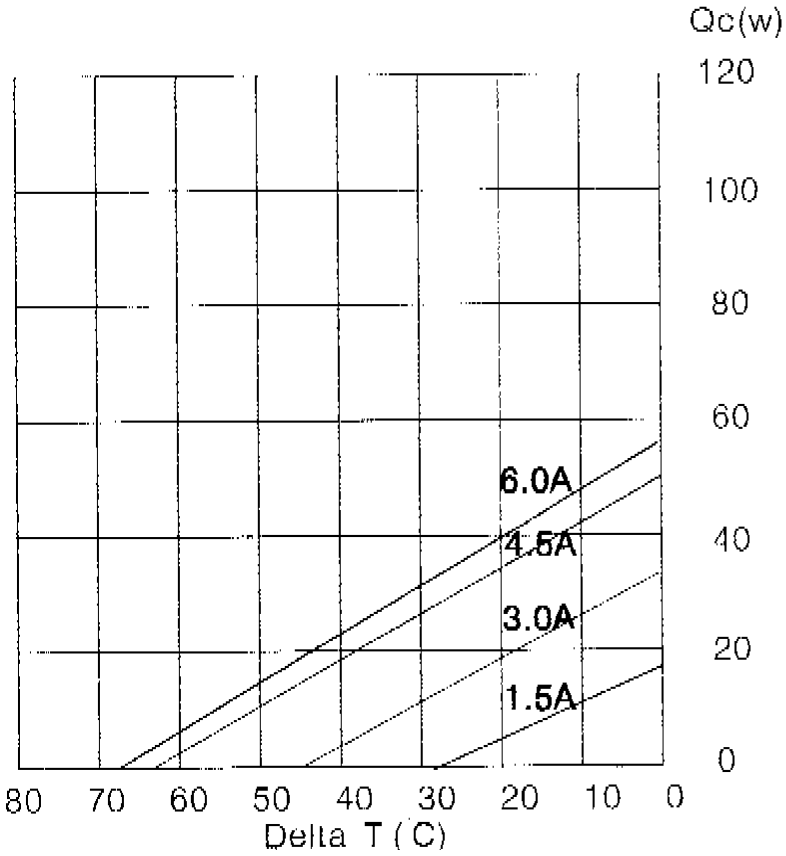
Hot Side Temperature (°C)	25°C	50°C
Qmax (Watts)	50	57
Delta Tmax (°C)	66	75
Imax (Amps)	6.4	6.4
Vmax (Volts)	14.4	16.4
Module Resistance (Ohms)	1.98	2.30

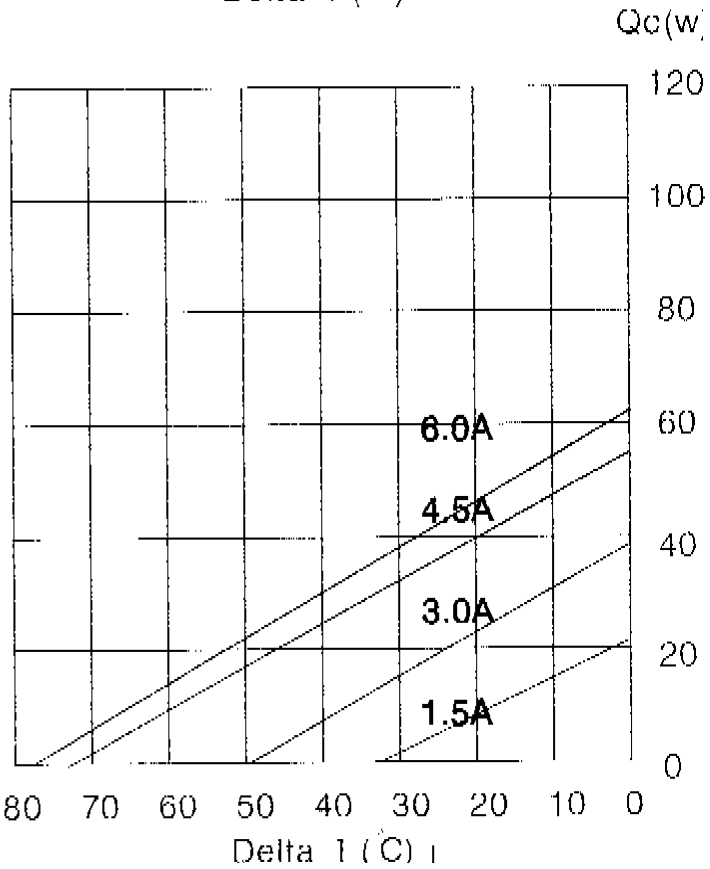


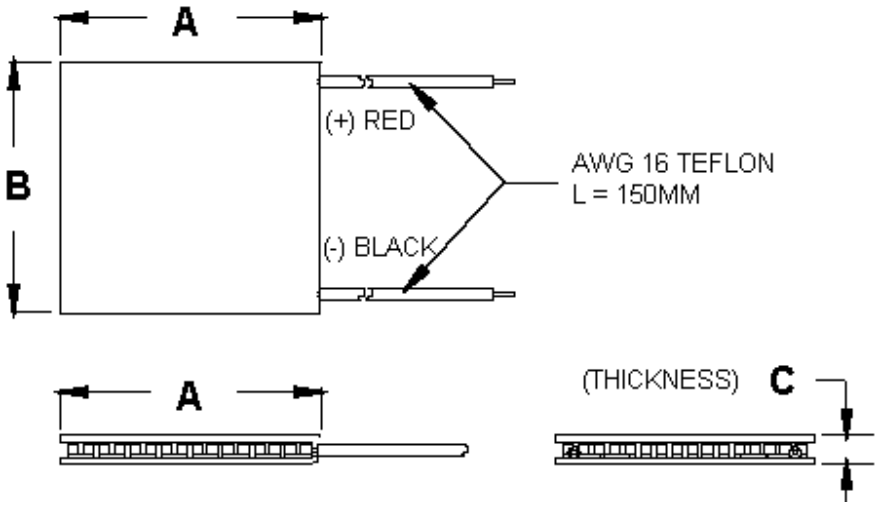
Performance curves:











Ceramic Material: Alumina (Al_2O_3)
Solder Construction: 138°C, Bismuth Tin (BiSn)

Size table:

A	B	C			
40	40	3.9			

Operating Tips

- Max. Operating Temperature: 138°C
- Do not exceed Imax or Vmax when operating module.
- Life expectancy: 200,000 hours
- Please consult HB for moisture protection options (seeling).
- Failure rate based on long time testings: 0.2%.

D.6 Module d'évaluation LMP91000EVM

LMP91000EVM User's Guide

CONTENTS

1 INTRODUCTION 1

2 SETUP 1

3 BOARD LAYOUT 5

4 SCHEMATIC 7

LIST OF FIGURES

Figure 1: Gas sensor's footprint 2
Figure 2: 2-WIRE Jumper Settings 2
Figure 3: J_MENB Jumper Settings 3
Figure 4: Connection of the LMP91000EVM to SPIO4 board 3
Figure 5: Top Layer Routing 5
Figure 6: Bottom Layer Routing 6
Figure 7: LMP91000EVM Schematic 7

LIST OF TABLES

Table 1: Device and Package Configurations 1
Table 2: Recommended p-FETs for short circuiting RE and WE when LMP91000 is OFF 2
Table 2: LMP91000EVM Bill of Materials 8

1. Introduction

The Texas Instruments LMP91000EVM evaluation module (EVM) helps designers evaluate the operation and performance of the LMP91000 Sensor Analog Front End for Electrochemical sensor. The LMP91000EVM is part of the Sensor AFE eval platform

The EVM contains one LMP91000, (See Table 1).

Table 1: Device and Package Configurations

DEVICE	IC	PACKAGE
U1	LMP91000SD	LLP-14

The LMP91000EVM is provided with a 16 bit ADC (ADC161S626) in order to capture the output of the LMP91000.
The LMP91000EVM is not provided with any gas sensor. It supports 3-lead electrochemical cells and 2-lead galvanic cell in potentiostat configuration.

2. Setup

This section describes the jumpers and connectors on the EVM as well and how to properly connect, set up and use the LMP91000EVM in the Sensor AFE eval platform.

2.1. Gas Sensor Connection

Both 3-lead and 2-lead gas sensor need to be placed in the Gas Sensor Footprint

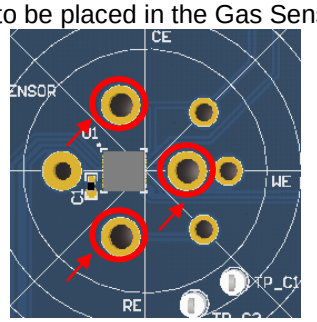


Figure 1: Gas sensor's footprint

2.1.1. Not Biased Gas sensor

Even if the LMP91000 is provided with an internal switch to short the RE and WE pin that can be enabled when the device is in Deep sleep mode, it is possible to add an external JFET which makes the same feature when the gas sensor is left connected to the board and the LMP91000 is turned off.

The JFET (Q1) should be a p-type FET. Recommended FETs are listed in the table below.
The gate resistance R12 can be populated with a 1kohm resistor.

Table 2: Recommended p-FETs for short circuiting RE and WE when LMP91000 is OFF

DEVICE	IC	DESCRIPTION	MANUFACTURER	PACKAGE
Q1	PMBFJ177	P-channel Silicon Junction Field-effect Transistor	NXP SEMICONDUCTOR	SOT23
	SST177		VISHAY SILICONIX	
	MMBF177		Fairchild	

2.2. Jumpers Configuration

2-WIRE is the jumper which shorts CE and RE pin when a 2-lead gas sensor is connected to the LMP91000.

3-lead gas sensor *2-lead gas sensor*

Figure 2: 2-WIRE Jumper Settings

J_MENB configures the Module Enable of the LMP91000 either manual or controlled by external microcontroller**.** In manual mode, the Module Enable of the LMP91000 is tied to GND. When the LMP91000EVM is connected to the SPIO4 board pin 1-2 need to be shorted.

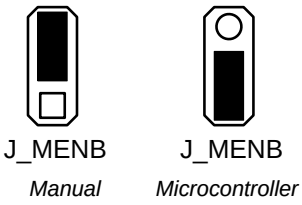


Figure 3: J_MENB Jumper Settings

2.3. Connection of the LMP91000EVM to SPIO4 Board

The SPIO4 board is a data capture board required when the LMP91000 is used in the Sensor AFE eval platform. The LMP91000EVM is connected to the SPIO4 board through the SPIO-GPSI16 connector.
The white arrows present on both LMP91000EVM and SPIO4 board need to be aligned in order to guaranty the right connection.

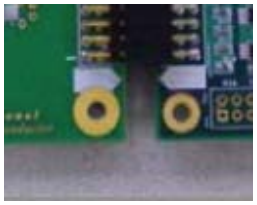


Figure 4: Connection of the LMP91000EVM to SPIO4 board

2.4. LMP91000EVM as part of Sensor AFE eval platform

When the LMP91000EVM is part of the Sensor AFE eval platform it doesn't require any external power supply to properly work.
Before using the Sensor AFE eval platform make sure the following steps have been accomplished:

1. Install the Graphical User Interface of the LMP91000EVM
2. Connect the LMP91000EVM to the SPIO4 board
3. Connect the USB cable to SPIO-4 board
4. Connect the other end of the USB cable to an available USB port on the computer
5. Run the Graphical User Interface

The voltage at VDD pin of the LMP91000 (VDD test point) is 3.3V, the voltage at VREF pin of the LMP91000 (VREF test point) is 2.5V. The LMP91000EVM is ready to work.

2.5. LMP91000EVM In Standalone Operation (without ADC)

The LMP91000EVM can be used as a standalone board. In this case it requires the following voltages

2.5.1. Jumper/s setting

J_MENB - pin 2 and 3 shorted (manual mode), if on the I2C bus already exist a device with the same address of the LMP91000, leave pin1 and 2 shorted.

2.5.2. Power supply

1. Remove R7 resistor
2. Connect a supply voltage (2.7V to 5.25V) between VDD test point and GND test point.

2.5.3. Voltage reference

If the on board 2.5V voltage reference fits the requirements of the application, do not accomplish the following steps.

1. Remove R6 resistor
2. Connect a reference voltage (1.5V to VDD) between VREF test point and GND test point.

2.5.4. I2C bus

The I2C bus requires two 10kohm pull-up resistors (R1, R2); the external microcontroller can be connected to the SPIO-GPSI16 connector according to the following pin out:

SCL	pin 12 of SPIO-GPSI16
SDA	pin 11 of SPIO-GPSI16
GND	pin 2 of SPIO-GPSI16

Refer to LMP91000's datasheet for further details on I2C commands and registers.

The footprints of the pull-up resistors (R1, R2) are on the bottom side of the eval board.

2.5.5. Other

Remove the resistor R8 in order to disconnect the ADC's input from LMP91000's output.

.

3. Board Layout

Figure 5, Figure 6 and Figure 7 show the board layout for the LMP91000EVM.
The EVM offers footprint for

- External JFET (Q1) to short RE and WE pin,
- Resistor (R3) and capacitor (C2) to apply external RTIA gain and filter

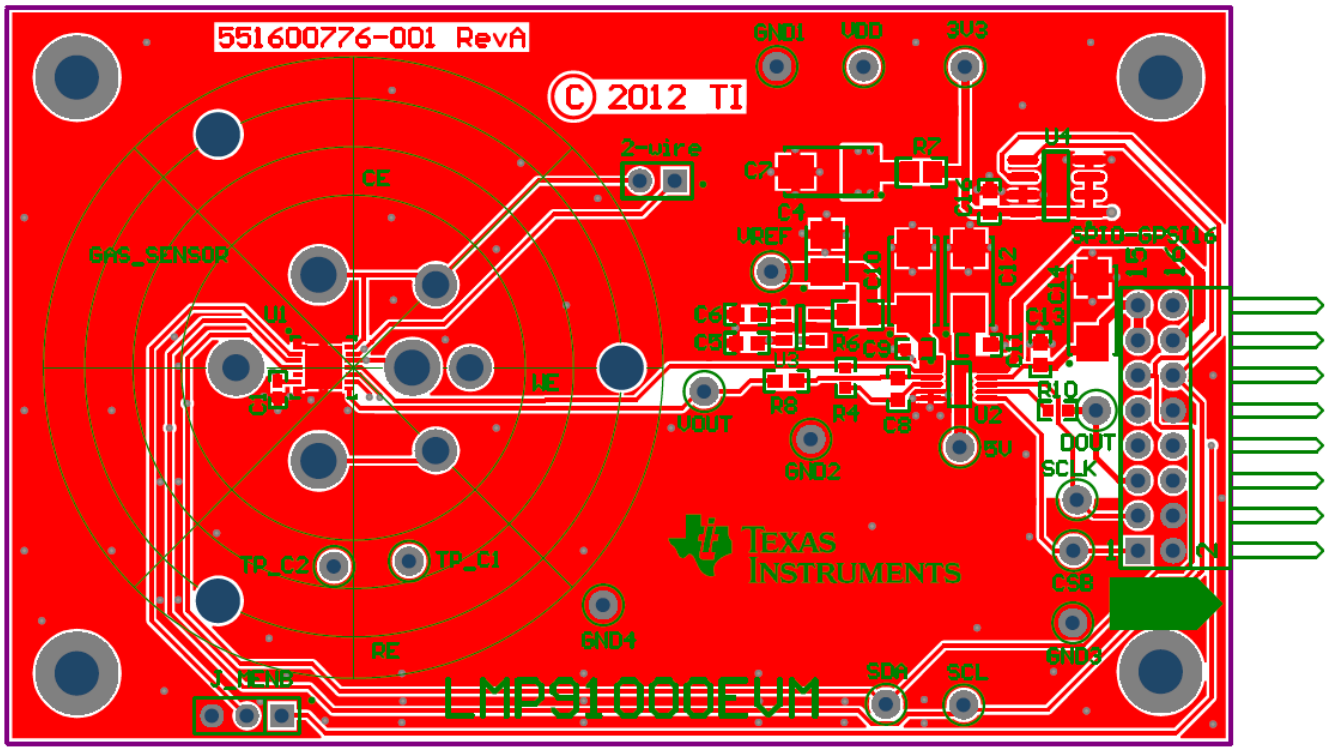


Figure 5: Top Layer Routing

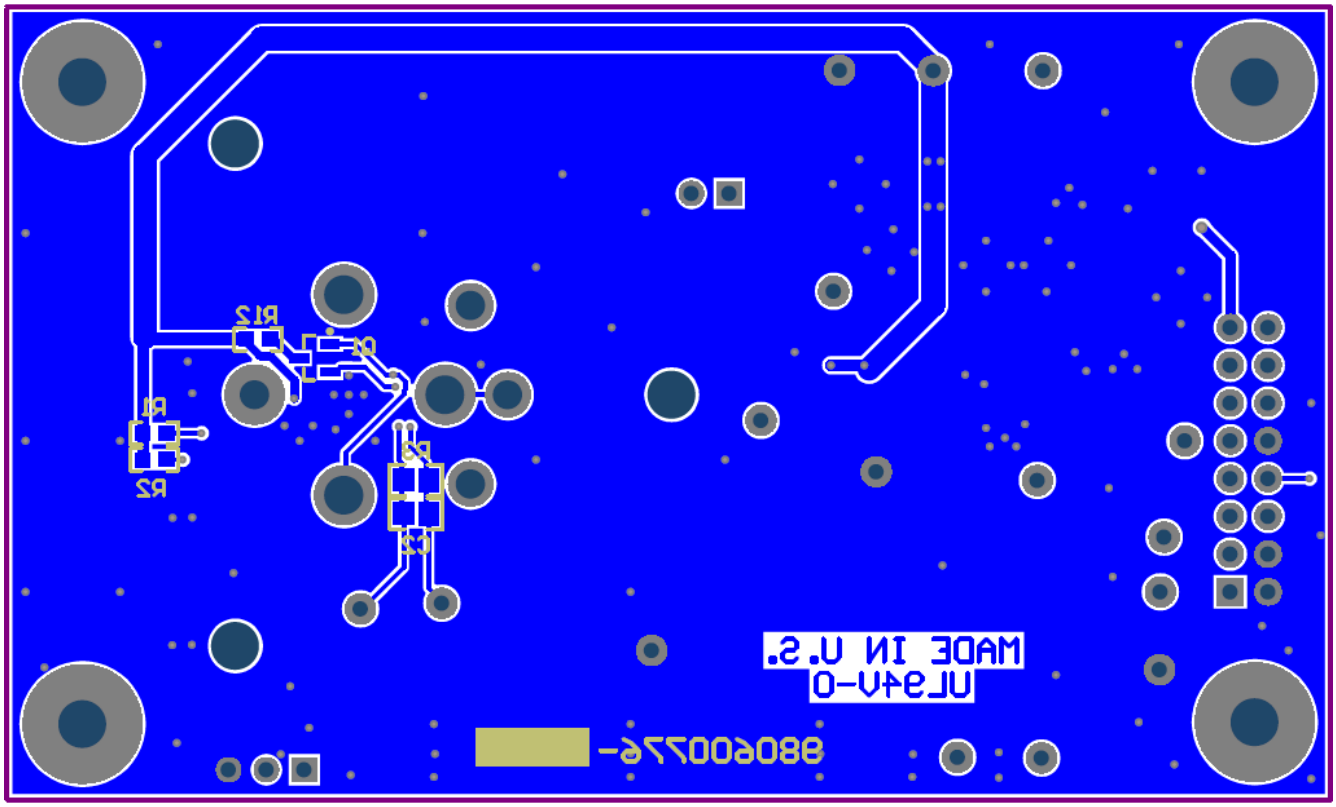


Figure 6: Bottom Layer Routing

4. Schematic

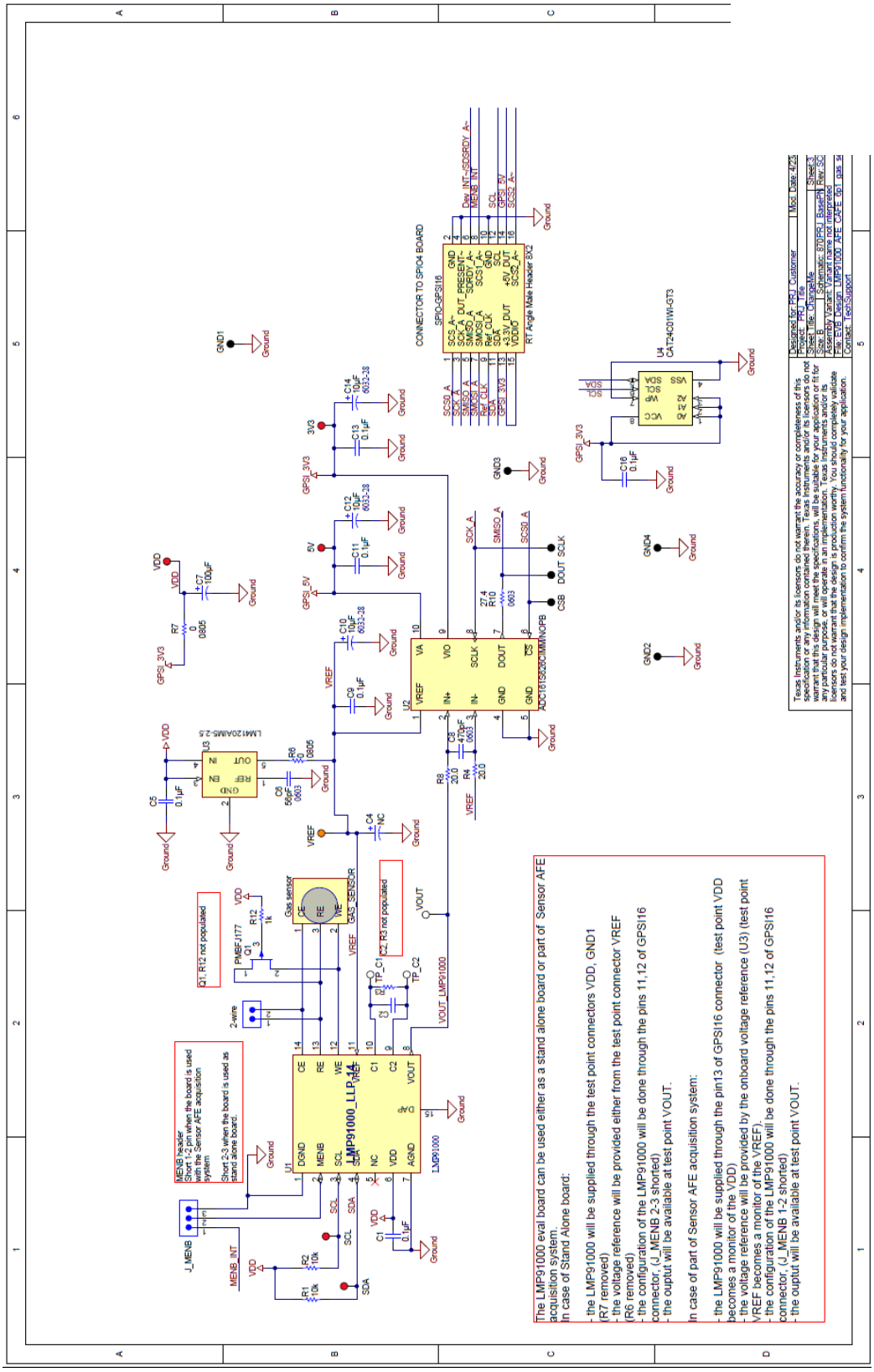


Figure 7: LMP91000EVM Schematic

Table 3: LMP91000EVM Bill of Materials

COUNT	REF DES	DESCRIPTION	SIZE	MFR	PART NUMBER
1	2-wire	Header, TH, 100mil, 1x2, Gold plated, 230 mil above insulator	0.100 x 2	Samtec Inc.	TSW-102-07-G-S
12	3V3, 5V, SCL, SDA, VDD, TP_C1, TP_C2, VOUT, CSB, DOUT,SCLK, VREF	Test Point, TH, Miniature, Red	40 mil	Keystone Electronics	5000
1	C1	CAP, CERM, 0.1uF, 10V, +/-10%, X5R	402	MuRata	GRM155R61A104KA01D
5	C5, C9, C11, C13, C16	CAP, CERM, 0.1uF, 16V, +/-5%, X7R	603	AVX	0603YC104JAT2A
1	C6	CAP, CERM, 56pF, 50V, +/-5%, C0G/NP0	603	AVX	06035A560JAT2A
1	C7	CAP, TANT, 100uF, 10V, +/-10%, 0.1 ohm	6032-28	AVX	TPSC107K010R0100
1	C8	CAP, CERM, 470pF, 50V, +/-5%, C0G/NP0	603	AVX	06035A471JAT2A
3	C10, C12, C14	CAP, TANT, 10uF, 16V, +/-10%, 0.45 ohm	6032-28	Vishay-Sprague	593D106X9016C2TE3
4	GND1, GND2, GND3, GND4,	Test Point, TH, Miniature, Black	40 mil	Keystone Electronics	5001
3	GAS_SENSOR	Gas sensor Hood	100mil	Cambion	450-3326-01-03-00
4	H1, H2, H3, H4	BUMPON HEMISPHERE .44X.20 BLACK		3M	SJ-5003 (BLACK)
1	J_MENB	Header, TH, 100mil, 1x3, Gold plated, 230 mil above insulator	0.100 x 3	Samtec Inc.	TSW-103-07-G-S
2	R4, R8	RES, 20.0 ohm, 1%, 0.1W	603	Yageo America	RC0603FR-0720RL
2	R6, R7	RES, 0 ohm, 5%, 0.125W	805	Vishay-Dale	CRCW08050000Z0EA
1	R10	RES, 27.4 ohm, 1%, 0.1W	603	Vishay-Dale	CRCW060327R4FKEA
1	SPIO-GPSI16	SPIO-GPSI16 Header, 8-Pin, Dual row, Right Angle	0.100 x 8 dual row	Sullins Connector Solutions	PBC36DGAN
1	U1	LMP91000	LLP-14	Texas Instruments	LMP91000SD
1	U2	IC ADC 16BIT 50-250KSPS	MSOP-10	Texas Instruments	ADC161S626CIMM/NOPB
1	U3	Precision Micropower Low Dropout Voltage Reference	SOT-23	Texas Instruments	LM4120AIM5-2.5
1	U4	IC EEPROM 2KBIT 400KHZ	TSSOP-8	ON Semiconductor	CAT24C01WI-GT3

D.7 Puce LMP91000

LMP91000 Sensor AFE System: Configurable AFE Potentiostat for Low-Power Chemical-Sensing Applications

1 Features

- Typical Values, T_A = 25°C
- Supply Voltage 2.7 V to 5.25 V
- Supply Current (Average Over Time) <10 µA
- Cell Conditioning Current Up to 10 mA
- Reference Electrode Bias Current (85°C) 900pA (max)
- Output Drive Current 750 µA
- Complete Potentiostat Circuit-to-Interface to Most Chemical Cells
- Programmable Cell Bias Voltage
- Low-Bias Voltage Drift
- Programmable TIA gain 2.75 kΩ to 350 kΩ
- Sink and Source Capability
- I^2C Compatible Digital Interface
- Ambient Operating Temperature –40°C to 85°C
- Package 14-Pin WSON
- Supported by WEBENCH® Sensor AFE Designer

2 Applications

- Chemical Species Identification
- Amperometric Applications
- Electrochemical Blood Glucose Meter

3 Description

The LMP91000 is a programmable analog front-end (AFE) for use in micro-power electrochemical sensing applications. It provides a complete signal path solution between a sensor and a microcontroller that generates an output voltage proportional to the cell current. The LMP91000's programmability enables it to support multiple electrochemical sensors such as 3-lead toxic gas sensors and 2-lead galvanic cell sensors with a single design as opposed to the multiple discrete solutions. The LMP91000 supports gas sensitivities over a range of 0.5 nA/ppm to 9500 nA/ppm. It also allows for an easy conversion of current ranges from 5 µA to 750 µA full scale.

The LMP91000's adjustable cell bias and transimpedance amplifier (TIA) gain are programmable through the I^2C interface. The I^2C interface can also be used for sensor diagnostics. An integrated temperature sensor can be read by the user through the VOUT pin and used to provide additional signal correction in the µC or monitored to verify temperature conditions at the sensor.

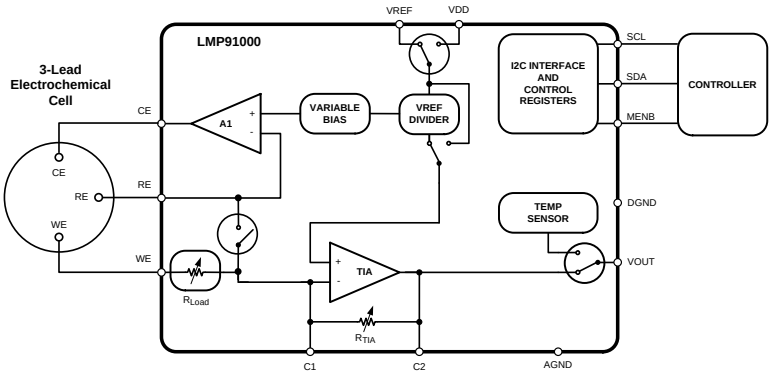
The LMP91000 is optimized for micro-power applications and operates over a voltage range of 2.7 to 5.25 V. The total current consumption can be less than 10 µA. Further power savings are possible by switching off the TIA amplifier and shorting the reference electrode to the working electrode with an internal switch.

Device Information(1)

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LMP91000	WSON (14)	4.00 mm × 4.00 mm

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

Simplified Application Schematic



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

Table of Contents

1 Features ... 1
2 Applications ... 1
3 Description ... 1
4 Revision History ... 2
5 Pin Configuration and Functions ... 3
6 Specifications ... 4
6.1 Absolute Maximum Ratings ... 4
6.2 ESD Ratings ... 4
6.3 Recommended Operating Conditions ... 4
6.4 Thermal Information ... 4
6.5 Electrical Characteristics ... 5
6.6 I^2C Interface ... 7
6.7 Timing Requirements ... 8
6.8 Typical Characteristics ... 9
7 Detailed Description ... 13
7.1 Overview ... 13
7.2 Functional Block Diagram ... 13
7.3 Feature Description ... 13
7.4 Device Functional Modes ... 19
7.5 Programming ... 20
7.6 Registers Maps ... 21
8 Application and Implementation ... 24
8.1 Application Information ... 24
8.2 Typical Application ... 26
9 Power Supply Recommendations ... 28
9.1 Power Consumption ... 28
10 Layout ... 29
10.1 Layout Guidelines ... 29
10.2 Layout Example ... 29
11 Device and Documentation Support ... 30
11.1 Trademarks ... 30
11.2 Electrostatic Discharge Caution ... 30
11.3 Glossary ... 30
12 Mechanical, Packaging, and Orderable Information ... 30

4 Revision History

Changes from Revision H (March 2013) to Revision I — **Page**

- Added *ESD Ratings table, Feature Description section, Device Functional Modes, Application and Implementation section, Power Supply Recommendations section, Layout section, Device* and *Documentation Support section,* and *Mechanical, Packaging*, and *Orderable Information section* ... 3

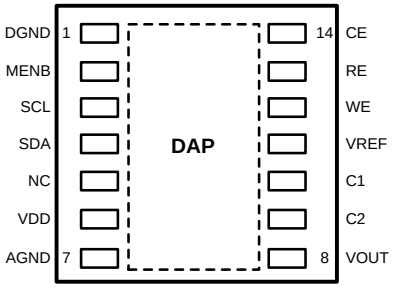
Changes from Revision G (March 2013) to Revision H — **Page**

- Changed layout of National Data Sheet to TI format ... 27

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

5 Pin Configuration and Functions

14-Pin WSON
Top View



Pin Functions

PIN		I/O	DESCRIPTION
NAME	NO.		
DGND	1	G	Connect to ground
MENB	2	I	Module Enable, Active-Low
SCL	3	I	Clock signal for I^2C compatible interface
SDA	4	I/O	Data for I^2C compatible interface
NC	5	N/A	Not Internally Connected
VDD	6	P	Supply Voltage
AGND	7	G	Ground
VOUT	8	O	Analog Output
C2	9	N/A	External filter connector (Filter between C1 and C2)
C1	10	N/A	External filter connector (Filter between C1 and C2)
VREF	11	I	Voltage Reference input
WE	12	I	Working Electrode. Output to drive the Working Electrode of the chemical sensor
RE	13	I	Reference Electrode. Input to drive Counter Electrode of the chemical sensor
CE	14	I	Counter Electrode. Output to drive Counter Electrode of the chemical sensor
DAP	—	N/C	Connect to AGND

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature (unless otherwise noted) (1)

	MIN	MAX	UNIT
Voltage between any two pins		6.0	V
Current through VDD or VSS		50	mA
Current sunk and sourced by CE pin		10	mA
Current out of other pins (2)		5	mA
Junction Temperature (3)		150	°C
Storage temperature	–65	150	°C

(1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, which do not imply functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions*. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
(2) All non-power pins of this device are protected against ESD by snapback devices. Voltage at such pins will rise beyond absmax if current is forced into pin.
(3) The maximum power dissipation is a function of $T_{J(MAX)}$, $R_{\theta JA}$, and the ambient temperature, T_A. The maximum allowable power dissipation at any ambient temperature is $P_{DMAX} = (T_{J(MAX)} - T_A)/ \theta_{JA}$ All numbers apply for packages soldered directly onto a PCB.

6.2 ESD Ratings

		VALUE	UNIT
$V_{(ESD)}$ Electrostatic discharge	Human-body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 (1)	±2000	V
	Charged-device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101 (2)	±1000	

(1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.
(2) JEDEC document JEP157 states that 250-V CDM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

6.3 Recommended Operating Conditions

	MIX	MAX	UNIT
Supply Voltage V_S= (VDD - AGND)	2.7	5.25	V
Temperature Range (1)	–40	85	°C

(1) The maximum power dissipation is a function of $T_{J(MAX)}$, $R_{\theta JA}$, and the ambient temperature, T_A. The maximum allowable power dissipation at any ambient temperature is $P_{DMAX} = (T_{J(MAX)} - T_A)/ \theta_{JA}$ All numbers apply for packages soldered directly onto a PCB.

6.4 Thermal Information

THERMAL METRIC (1)	LMP91000 WSON 14 PINS	UNIT
$R_{\theta JA}$ Package Thermal Resistance	44	°C/W

(1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the *IC Package Thermal Metrics* application report, SPRA953.

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

6.5 Electrical Characteristics

Unless otherwise specified, T_A = 25°C, V_S=(VDD – AGND), V_S = 3.3 V and AGND = DGND = 0 V, VREF = 2.5 V, Internal Zero = 20% VREF.(1)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN(2)	TYP(3)	MAX(2)	UNIT
POWER SUPPLY SPECIFICATION						
I_S	Supply Current	3-lead amperometric cell mode MODECN = 0x03		10	13.5	µA
		–40 to 80°C (please verify that the degree is correct)			15	
		Standby mode MODECN = 0x02		6.5	8	
		–40 to 80°C			10	
		Temperature Measurement mode with TIA OFF MODECN = 0x06		11.4	13.5	
		–40 to 80°C			15	
		Temperature Measurement mode with TIA ON MODECN = 0x07		14.9	18	
		–40 to 80°C			20	
		2-lead ground-referred galvanic cell mode VREF=1.5 V MODECN = 0x01		6.2	8	
		–40 to 80°C			9	
		Deep Sleep mode MODECN = 0x00		0.6	0.85	
		–40 to 80°C			1	
POTENTIOSTAT						
Bias_RW	Bias Programming range (differential voltage between RE pin and WE pin)	Percentage of voltage referred to VREF or VDD		±24%		
	Bias Programming Resolution	First two smallest step		±1		
		All other steps		±2%		
I_{RE}	Input bias current at RE pin	VDD = 2.7 V				pA
		Internal Zero 50% VDD	–90		90	
		–40 to 80°C	–800		800	
		VDD = 5.25 V				
		Internal Zero 50% VDD	–90		90	
		–40 to 80°C	–900		900	
I_{CE}	Minimum operating current capability	sink		750		µA
		source		750		
	Minimum charging capability(4)	sink		10		mA
		source		10		
AOL_A1	Open-loop voltage gain of control loop op amp (A1)	300 mV ≤ VCE ≤ Vs-300 mV;				dB
		–750 µA ≤ICE ≤ 750 µA				
		–40 to 80°C	104	120		

(1) Electrical Table values apply only for factory testing conditions at the temperature indicated. Factory testing conditions result in very limited self-heating of the device such that $T_J = T_A$.
(2) Limits are 100% production tested at 25°C. Limits over the operating temperature range are specified through correlations using statistical quality control (SQC) method.
(3) Typical values represent the most likely parametric norm as determined at the time of characterization. Actual typical values may vary over time and will also depend on the application and configuration. The typical values are not tested and are not specified on shipped production material.
(4) At such currents no accuracy of the output voltage can be expected.

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

Electrical Characteristics (continued)

Unless otherwise specified, T_A = 25°C, V_S=(VDD – AGND), V_S = 3.3 V and AGND = DGND = 0 V, VREF = 2.5 V, Internal Zero = 20% VREF.(1)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN(2)	TYP(3)	MAX(2)	UNIT
en_RW	Low Frequency integrated noise between RE pin and WE pin	0.1 Hz to 10 Hz, Zero Bias (5)			3.4		µVpp
		0.1 Hz to 10 Hz, with Bias (5) (6)			5.1		
V_{OS_RW}	WE Voltage Offset referred to RE	BIAS polarity (7) –40 to 80°C	0% VREF Internal Zero=20% VREF	–550		550	µV
			0% VREF Internal Zero=50% VREF				
			0% VREF Internal Zero=67% VREF				
			±1% VREF	–575		575	
			±2% VREF	–610		610	
			±4% VREF	–750		750	
			±6% VREF	–840		840	
			±8% VREF	–930		930	
			±10% VREF	–1090		1090	
			±12% VREF	–1235		1235	
			±14% VREF	–1430		1430	
			±16% VREF	–1510		1510	
			±18% VREF	–1575		1575	
			±20% VREF	–1650		1650	
			±22% VREF	–1700		1700	
			±24% VREF	–1750		1750	
TcV_{OS_RW}	WE Voltage Offset Drift referred to RE from –40°C to 85°C (8)	BIAS polarity (7)	0% VREF Internal Zero=20% VREF	–4		4	µV/°C
			0% VREF Internal Zero=50% VREF				
			0% VREF Internal Zero=67% VREF				
			±1% VREF	–4		4	
			±2% VREF	–4		4	
			±4% VREF	–5		5	
			±6% VREF	–5		5	
			±8% VREF	–5		5	
			±10% VREF	–6		6	
			±12% VREF	–6		6	
			±14% VREF	–7		7	
			±16% VREF	–7		7	
			±18% VREF	–8		8	
			±20% VREF	–8		8	
			±22% VREF	–8		8	
			±24% VREF	–8		8	

(5) This parameter includes both A1 and TIA's noise contribution.
(6) In case of external reference connected, the noise of the reference has to be added.
(7) For negative bias polarity the Internal Zero is set at 67% VREF.
(8) Offset voltage temperature drift is determined by dividing the change in VOS at the temperature extremes by the total temperature change. Starting from the measured voltage offset at temperature T1 (V_{OS_RW}(T1)), the voltage offset at temperature T2 (V_{OS_RW}(T2)) is calculated according the following formula: $V_{OS_RW}(T2)=V_{OS_RW}(T1)+ABS(T2–T1)* TcV_{OS_RW}$.

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

Electrical Characteristics (continued)

Unless otherwise specified, T_A = 25°C, V_S=(VDD – AGND), V_S = 3.3 V and AGND = DGND = 0 V, VREF = 2.5 V, Internal Zero = 20% VREF.(1)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN(2)	TYP(3)	MAX(2)	UNIT
TIA_GAIN	Transimpedance gain accuracy				5%		
	Linearity				±0.05%		
	Programmable TIA Gains	7 programmable gain resistors			2.75 3.5 7 14 35 120 350		kΩ
		Maximum external gain resistor			350		
TIA_ZV	Internal zero voltage	3 programmable percentages of VREF			20% 50% 67%		
		3 programmable percentages of VDD			20% 50% 67%		
	Internal zero voltage Accuracy				±0.04%		
RL	Programmable Load	4 programmable resistive loads			10 33 50 100		Ω
	Load accuracy				5%		
PSRR	Power Supply Rejection Ratio at RE pin	2.7 V ≤ VDD≤ 5.25 V	Internal zero 20% VREF	80	110		dB
			Internal zero 50% VREF				
			Internal zero 67% VREF				
TEMPERATURE SENSOR SPECIFICATION (Refer to Table 1 in the *Feature Description* for details)							
	Temperature Error	TA= –40˚C to 85˚C		–3		3	°C
	Sensitivity	TA= –40˚C to 85˚C			-8.2		mV/°C
	Power on time					1.9	ms
EXTERNAL REFERENCE SPECIFICATION							
VREF	External Voltage reference range			1.5		VDD	V
	Input impedance				10		MΩ

6.6 I²C Interface

Unless otherwise specified, T_A = 25°C, V_S = (VDD – AGND), 2.7 V <V_S< 5.25 V and AGND = DGND = 0 V, VREF = 2.5 V.(1)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN (2)	TYP (3)	MAX(2)	UNIT
V_{IH}	Input High Voltage	–40 to 80°C	0.7*VDD			V
V_{IL}	Input Low Voltage	–40 to 80°C			0.3*VDD	V
V_{OL}	Output Low Voltage	I_{OUT}= 3 mA			0.4	V
	Hysteresis (4)	–40 to 80°C	0.1*VDD			V
C_{IN}	Input Capacitance on all digital pins	–40 to 80°C		0.5		pF

(1) Electrical Table values apply only for factory testing conditions at the temperature indicated. Factory testing conditions result in very limited self-heating of the device such that T_J = T_A.
(2) Limits are 100% production tested at 25°C. Limits over the operating temperature range are specified through correlations using statistical quality control (SQC) method.
(3) Typical values represent the most likely parametric norm as determined at the time of characterization. Actual typical values may vary over time and will also depend on the application and configuration. The typical values are not tested and are not specified on shipped production material.
(4) This parameter is specified by design or characterization.

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

6.7 Timing Requirements

Unless otherwise specified, T_A = 25°C, V_S= (VDD – AGND), V_S= 3.3 V and AGND = DGND = 0 V, VREF = 2.5 V, Internal Zero= 20% VREF.(1)

			MIN	TYP	MAX	UNIT
f_{SCL}	Clock Frequency	–40 to 80°C	10		100	kHz
t_{LOW}	Clock Low Time	–40 to 80°C	4.7			µs
t_{HIGH}	Clock High Time	–40 to 80°C	4.0			µs
$t_{HD;STA}$	Data valid	After this period, the first clock pulse is generated	4.0			µs
$t_{SU;STA}$	Set-up time for a repeated START condition	–40 to 80°C	4.7			µs
$t_{HD;DAT}$	Data hold time(2)	–40 to 80°C	0			ns
$t_{SU;DAT}$	Data Set-up time	–40 to 80°C	250			ns
t_f	SDA fall time (3)	IL ≤ 3 mA; CL ≤ 400 pF –40 to 80°C			250	ns
$t_{SU;STO}$	Set-up time for STOP condition	–40 to 80°C	4.0			µs
t_{BUF}	Bus free time between a STOP and START condition	–40 to 80°C	4.7			µs
$t_{VD;DAT}$	Data valid time	–40 to 80°C			3.45	µs
$t_{VD;ACK}$	Data valid acknowledge time	–40 to 80°C			3.45	µs
t_{SP}	Pulse width of spikes that must be suppressed by the input filter(3)	–40 to 80°C			50	ns
t_timeout	SCL and SDA Timeout	–40 to 80°C	25		100	ms
$t_{EN;START}$	I^2C Interface Enabling	–40 to 80°C	600			ns
$t_{EN;STOP}$	I^2C Interface Disabling	–40 to 80°C	600			ns
$t_{EN;HIGH}$	Time between consecutive I^2C interface enabling and disabling	–40 to 80°C	600			ns

(1) Electrical Table values apply only for factory testing conditions at the temperature indicated. Factory testing conditions result in very limited self-heating of the device such that $T_J = T_A$.
(2) LMP91000 provides an internal 300-ns minimum hold time to bridge the undefined region of the falling edge of SCL.
(3) This parameter is specified by design or characterization.

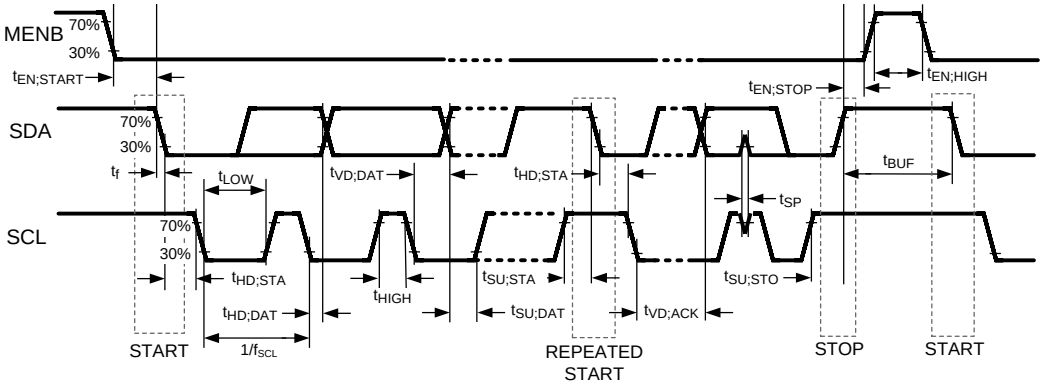


Figure 1. Timing Diagram

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

6.8 Typical Characteristics

Unless otherwise specified, T_A = 25°C, V_S= (VDD – AGND), 2.7V <V_S< 5.25 V and AGND = DGND = 0 V, VREF = 2.5 V.

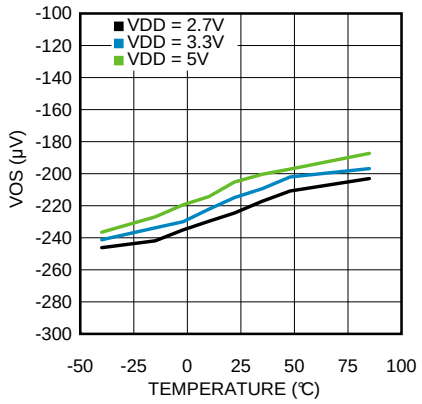


Figure 2. Input V_{OS_RW} vs. Temperature (Vbias 0 mV)

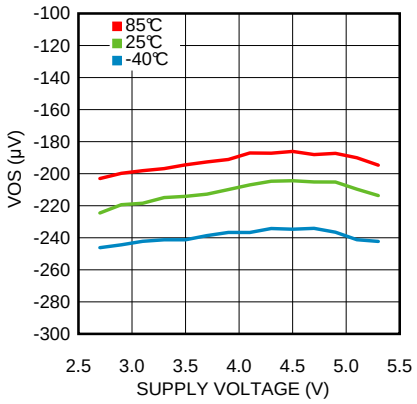


Figure 3. Input V_{OS_RW} vs. VDD (Vbias 0 mV)

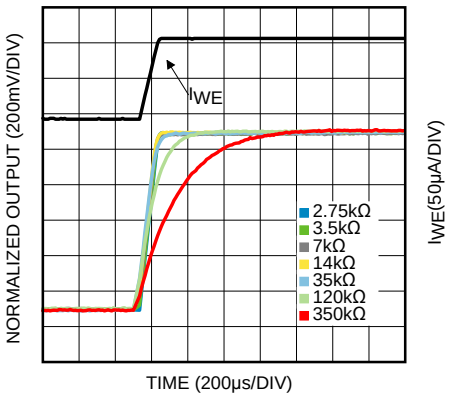


Figure 4. I_{WE} Step Current Response (Rise)

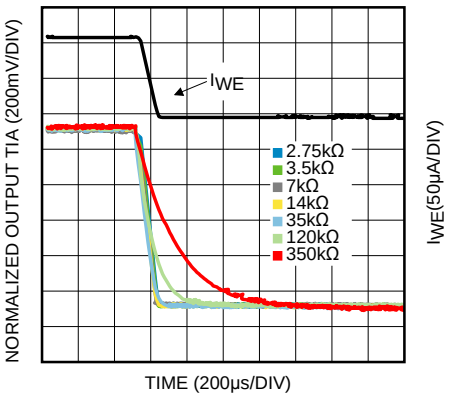


Figure 5. I_{WE} Step Current Response (Fall)

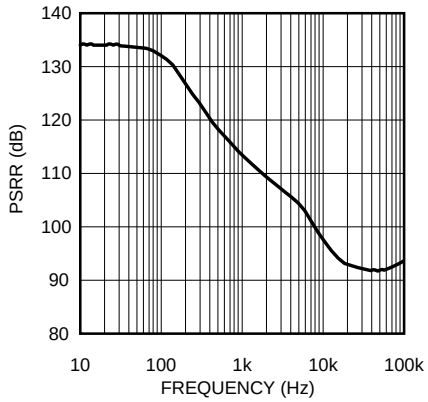


Figure 6. AC PSRR vs. Frequency

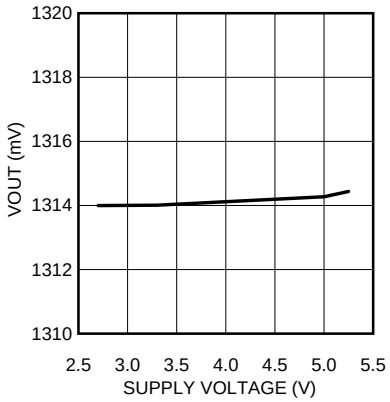


Figure 7. Temperature Sensor Output vs. VDD (Temperature = 30°C)

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

Typical Characteristics (continued)

Unless otherwise specified, T_A = 25°C, V_S= (VDD – AGND), 2.7V <V_S< 5.25 V and AGND = DGND = 0 V, VREF = 2.5 V.

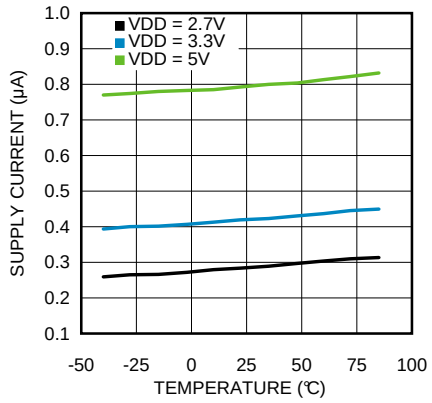


Figure 8. Supply Current vs. Temperature (Deep Sleep Mode)

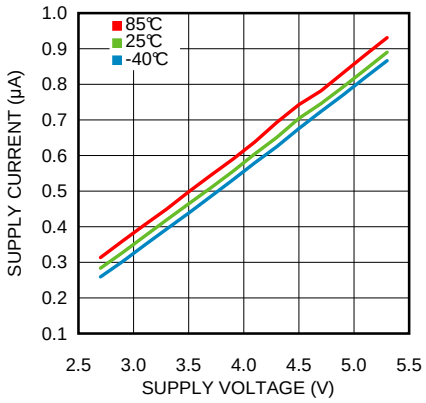


Figure 9. Supply Current vs. VDD (Deep Sleep Mode)

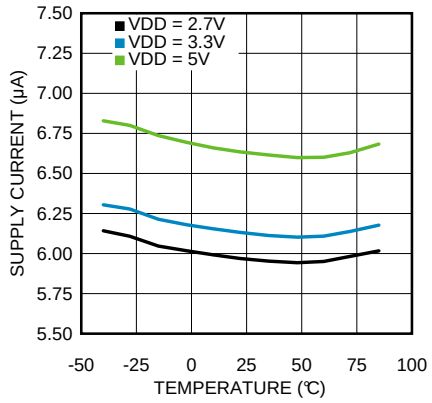


Figure 10. Supply Current vs. Temperature (Standby Mode)

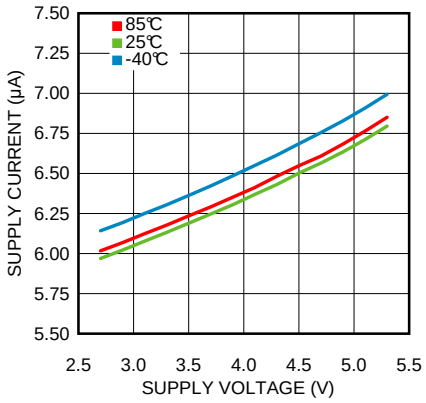


Figure 11. Supply Current vs. VDD (Standby Mode)

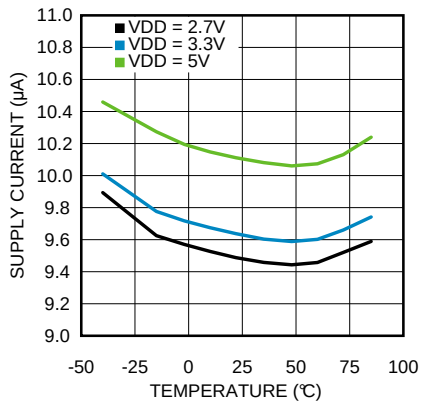


Figure 12. Supply Current vs. Temperature (3-Lead Amperometric Mode)

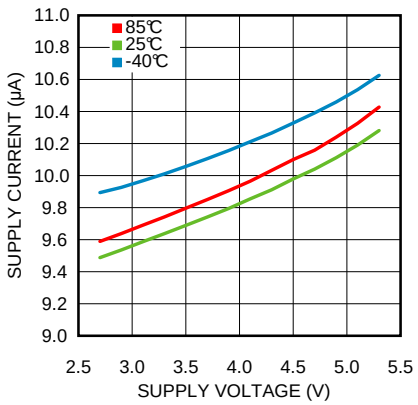


Figure 13. Supply Current vs. VDD (3-Lead Amperometric Mode)

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

Typical Characteristics (continued)

Unless otherwise specified, T_A = 25°C, V_S= (VDD – AGND), 2.7V <V_S< 5.25 V and AGND = DGND = 0 V, VREF = 2.5 V.

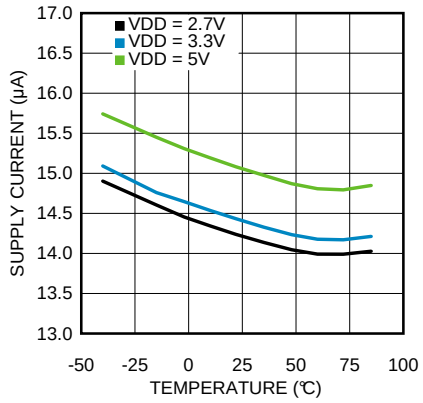


Figure 14. Supply Current vs. Temperature (Temp Measurement TIA On)

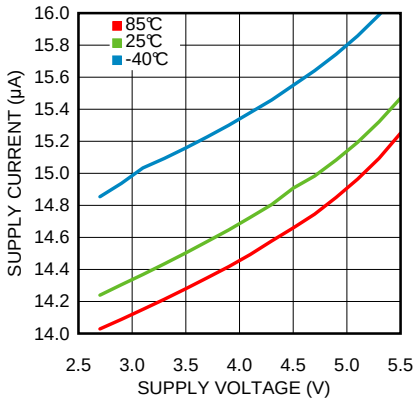


Figure 15. Supply Current vs. VDD (Temp Measurement TIA On)

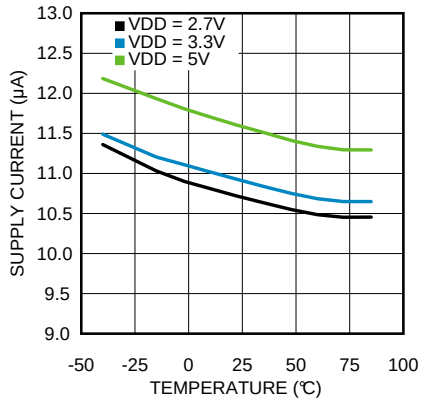


Figure 16. Supply Current vs. Temperature (Temp Measurement TIA Off)

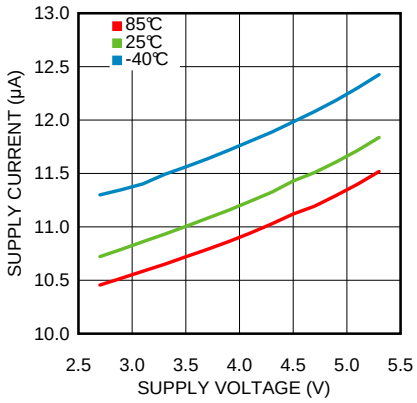


Figure 17. Supply Current vs. VDD (Temp Measurement TIA Off)

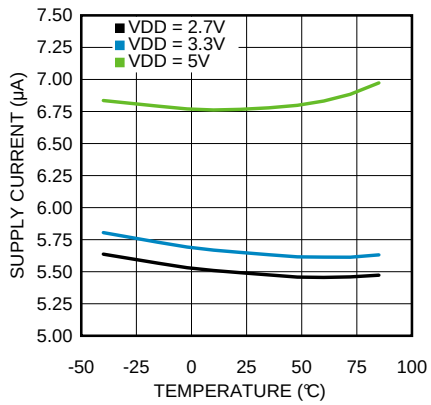


Figure 18. Supply Current vs. Temperature (2-Lead Ground-Referred Amperometric Mode)

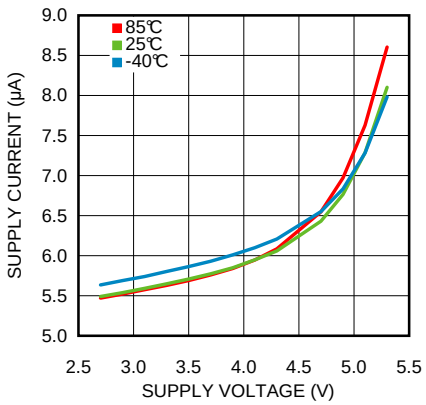


Figure 19. Supply Current vs. VDD (2-Lead Ground-Referred Amperometric Mode)

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

Typical Characteristics (continued)

Unless otherwise specified, T_A = 25°C, V_S= (VDD – AGND), 2.7V <V_S< 5.25 V and AGND = DGND = 0 V, VREF = 2.5 V.

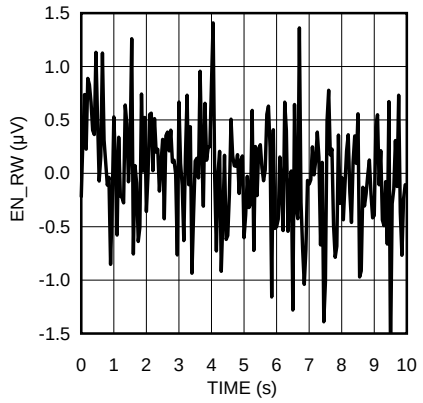


Figure 20. 0.1-Hz to 10-Hz Noise, 0-V Bias

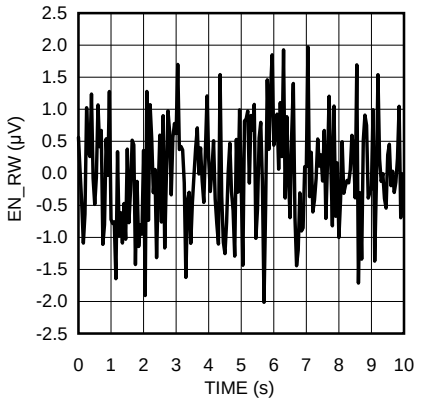


Figure 21. 0.1-Hz to 10-Hz Noise, 300-mV Bias

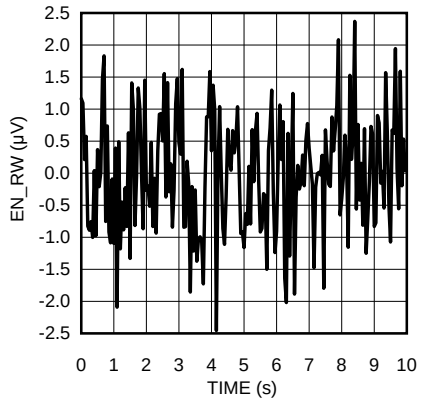


Figure 22. 0.1-Hz to 10-Hz Noise, 600-mV Bias

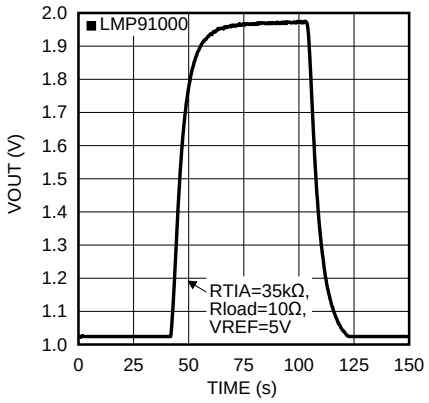


Figure 23. A VOUT Step Response 100-PPM to 400-PPM CO (CO Gas Sensor Connected to LMP91000)

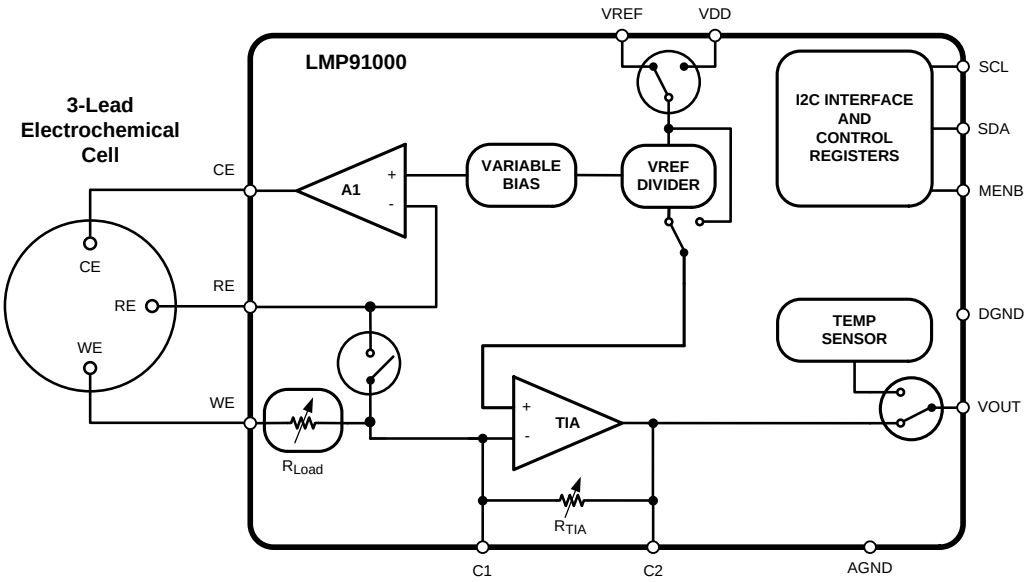
Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

7 Detailed Description

7.1 Overview

The LMP91000 is a programmable AFE for use in micropower chemical sensing applications. The LMP91000 is designed for 3-lead single gas sensors and for 2-lead galvanic cell sensors. This device provides all of the functionality for detecting changes in gas concentration based on a delta current at the working electrode. The LMP91000 generates an output voltage proportional to the cell current. Transimpedance gain is user programmable through an I^2C compatible interface from 2.75 kΩ to 350 kΩ making it easy to convert current ranges from 5 µA to 750 µA full scale. Optimized for micro-power applications, the LMP91000 AFE works over a voltage range of 2.7 V to 5.25 V. The cell voltage is user selectable using the on board programmability. In addition, it is possible to connect an external transimpedance gain resistor. A temperature sensor is embedded and it can be power cycled through the interface. The output of this temperature sensor can be read by the user through the VOUT pin. It is also possible to have both temperature output and output of the TIA at the same time; the pin C2 is internally connected to the output of the transimpedance (TIA), while the temperature is available at the VOUT pin. Depending on the configuration, total current consumption for the device can be less than 10 µA. For power savings, the transimpedance amplifier can be turned off and instead a load impedance equivalent to the TIA's inputs impedance is switched in.

7.2 Functional Block Diagram



7.3 Feature Description

7.3.1 Potentiostat Circuitry

The core of the LMP91000 is a potentiostat circuit. It consists of a differential input amplifier used to compare the potential between the working and reference electrodes to a required working bias potential (set by the **Variable Bias circuitry**). The error signal is amplified and applied to the counter electrode (through the **Control Amplifier - A1**). Any changes in the impedance between the working and reference electrodes will cause a change in the voltage applied to the counter electrode, in order to maintain the constant voltage between working and reference electrodes. A **Transimpedance Amplifier** connected to the working electrode, is used to provide an output voltage that is proportional to the cell current. The working electrode is held at virtual ground (**Internal ground**) by the transimpedance amplifier. The potentiostat will compare the reference voltage to the desired bias potential and adjust the voltage at the counter electrode to maintain the proper working-to-reference voltage.

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

Feature Description (continued)

7.3.1.1 Transimpedance Amplifier

The transimpedance amplifier (TIA) has 7 programmable internal gain resistors. This accommodates the full scale ranges of most existing sensors. Moreover an external gain resistor can be connected to the LMP91000 between C1 and C2 pins. The gain is set through the I^2C interface.

7.3.1.2 Control Amplifier

The control amplifier (A1 op amp) has two tasks: a) providing initial charge to the sensor, b) providing a bias voltage to the sensor. A1 has the capability to drive up to 10 mA into the sensor in order to to provide a fast initial conditioning. A1 is able to sink and source current according to the connected gas sensor (reducing or oxidizing gas sensor). It can be powered down to reduce system power consumption. However powering down A1 is not recommended, as it may take a long time for the sensor to recover from this situation.

7.3.1.3 Variable Bias

The Variable Bias block circuitry provides the amount of bias voltage required by a biased gas sensor between its reference and working electrodes. The bias voltage can be programmed to be 1% to 24% (14 steps in total) of the supply, or of the external reference voltage. The 14 steps can be programmed through the I^2C interface. The polarity of the bias can be also programmed.

7.3.1.4 Internal Zero

The internal Zero is the voltage at the non-inverting pin of the TIA. The internal zero can be programmed to be either 67%, 50% or 20%, of the supply, or the external reference voltage. This provides both sufficient headroom for the counter electrode of the sensor to swing, in case of sudden changes in the gas concentration, and best use of the ADC's full scale input range.

The Internal zero is provided through an internal voltage divider. The divider is programmed through the I^2C interface.

7.3.1.5 Temperature Sensor

The embedded temperature sensor can be switched off during gas concentration measurement to save power. The temperature measurement is triggered through the I^2C interface. The temperature output is available at the VOUT pin until the configuration bit is reset. The output signal of the temperature sensor is a voltage, referred to the ground of the LMP91000 (AGND).

Table 1. Temperature Sensor Transfer

TEMPERATURE (°C)	OUTPUT VOLTAGE (mV)	TEMPERATURE (°C)	OUTPUT VOLTAGE (mV)
-40	1875	23	1375
-39	1867	24	1367
-38	1860	25	1359
-37	1852	26	1351
-36	1844	27	1342
-35	1836	28	1334
-34	1828	29	1326
-33	1821	30	1318
-32	1813	31	1310
-31	1805	32	1302
-30	1797	33	1293
-29	1789	34	1285
-28	1782	35	1277
-27	1774	36	1269
-26	1766	37	1261
-25	1758	38	1253

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

Feature Description (continued)

Table 1. Temperature Sensor Transfer (continued)

TEMPERATURE (°C)	OUTPUT VOLTAGE (mV)	TEMPERATURE (°C)	OUTPUT VOLTAGE (mV)
-24	1750	39	1244
-23	1742	40	1236
-22	1734	41	1228
-21	1727	42	1220
-20	1719	43	1212
-19	1711	44	1203
-18	1703	45	1195
-17	1695	46	1187
-16	1687	47	1179
-15	1679	48	1170
-14	1671	49	1162
-13	1663	50	1154
-12	1656	51	1146
-11	1648	52	1137
-10	1640	53	1129
-9	1632	54	1121
-8	1624	55	1112
-7	1616	56	1104
-6	1608	57	1096
-5	1600	58	1087
-4	1592	59	1079
-3	1584	60	1071
-2	1576	61	1063
-1	1568	62	1054
0	1560	63	1046
1	1552	64	1038
2	1544	65	1029
3	1536	66	1021
4	1528	67	1012
5	1520	68	1004
6	1512	69	996
7	1504	70	987
8	1496	71	979
9	1488	72	971
10	1480	73	962
11	1472	74	954
12	1464	75	945
13	1456	76	937
14	1448	77	929
15	1440	78	920
16	1432	79	912
17	1424	80	903
18	1415	81	895
19	1407	82	886
20	1399	83	878

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

Feature Description (continued)

Table 1. Temperature Sensor Transfer (continued)

TEMPERATURE (°C)	OUTPUT VOLTAGE (mV)	TEMPERATURE (°C)	OUTPUT VOLTAGE (mV)
21	1391	84	870
22	1383	85	861

Although the temperature sensor is very linear, its response does have a slight downward parabolic shape. This shape is very accurately reflected in Table 1. For a linear approximation, a line can easily be calculated over the desired temperature range from Table 1 using the two-point equation:

$$V\text{-}V_1=((V_2–V_1)/(T_2–T_1))*(T\text{-}T_1)$$

where

- V is in mV, T is in °C, T_1 and V_1 are the coordinates of the lowest temperature
- T_2 and V_2 are the coordinates of the highest temperature. (1)

For example, to determine the equation of a line over a temperature range of 20°C to 50°C, proceed as follows:

$$V\text{-}1399mV=((1154\ mV - 1399\ mV)/(50°C - 20°C))*(T\text{-}20°C) \quad (2)$$

$$V\text{-}1399mV= -8.16\ mV/°C*(T\text{-}20°C) \quad (3)$$

$$V=(-8.16\ mV/°C)*T+1562.2\ mV \quad (4)$$

Using this method of linear approximation, the transfer function can be approximated for one or more temperature ranges of interest.

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

7.3.1.6 Gas Sensor Interface

The LMP91000 supports both 3-lead and 2-lead gas sensors. Most of the toxic gas sensors are amperometric cells with 3 leads (Counter, Worker and Reference). These leads should be connected to the LMP91000 in the potentiostat topology. The 2-lead gas sensor (known as galvanic cell) should be connected as simple buffer either referred to the ground of the system or referred to a reference voltage. The LMP91000 support both connections for 2-lead gas sensor.

7.3.1.6.1 3-Lead Amperometric Cell in Potentiostat Configuration

Most of the amperometric cell have 3 leads (Counter, Reference and Working electrodes). The interface of the 3-lead gas sensor to the LMP91000 is straightforward, the leads of the gas sensor need to be connected to the namesake pins of the LMP91000.

The LMP91000 is then configured in 3-lead amperometric cell mode; in this configuration the Control Amplifier (A1) is ON and provides the internal zero voltage and bias in case of biased gas sensor. The transimpedance amplifier (TIA) is ON, it converts the current generated by the gas sensor in a voltage, according to the transimpedance gain:

$$Gain = R_{TIA} \quad (5)$$

If different gains are required, an external resistor can be connected between the pins C1 and C2. In this case the internal feedback resistor should be programmed to “external”. The R_{Load} together with the output capacitance of the gas sensor acts as a low pass filter.

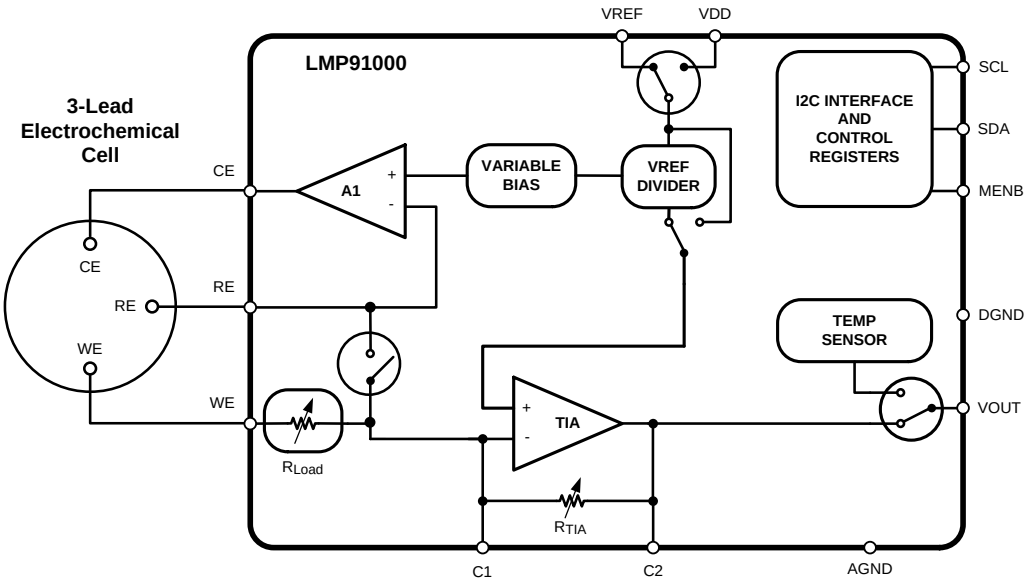


Figure 24. 3-Lead Amperometric Cell

7.3.1.6.2 2-Lead Galvanic Cell In Ground Referred Configuration

When the LMP91000 is interfaced to a galvanic cell (for instance to an Oxygen gas sensor) referred to the ground of the system, an external resistor needs to be placed in parallel to the gas sensor; the negative electrode of the gas sensor is connected to the ground of the system and the positive electrode to the Vref pin of the LMP91000, the working pin of the LMP91000 is connected to the ground.

The LMP91000 is then configured in 2-lead galvanic cell mode and the Vref bypass feature needs to be enabled. In this configuration the Control Amplifier (A1) is turned off, and the output of the gas sensor is amplified by the Transimpedance Amplifier (TIA) which is configured as a simple non-inverting amplifier.

The gain of this non inverting amplifier is set according the following formula:

$$\text{Gain} = 1+(R_{TIA}/R_{Load}) \quad (6)$$

If different gains are required, an external resistor can be connected between the pins C1 and C2. In this case the internal feedback resistor should be programmed to “external”.

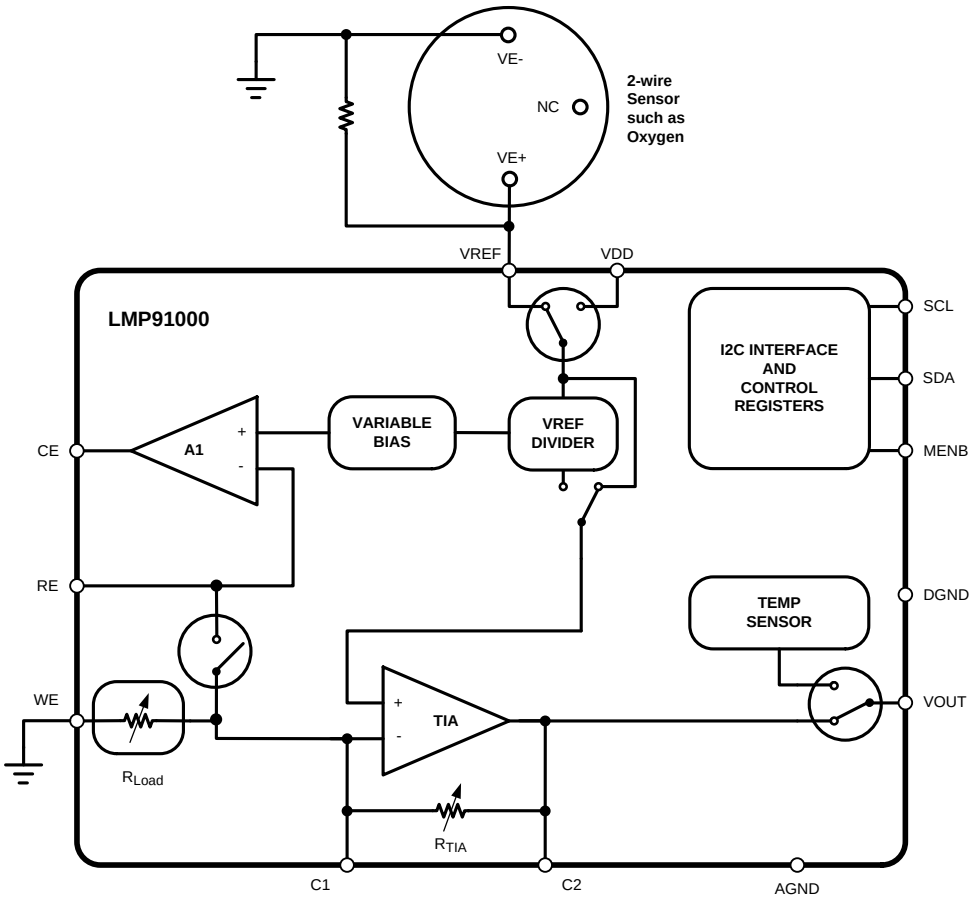


Figure 25. 2-Lead Galvanic Cell Ground-Referred

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

7.3.1.6.3 2-lead Galvanic Cell in Potentiostat Configuration

When the LMP91000 is interfaced to a galvanic cell (for instance to an Oxygen gas sensor) referred to a reference, the Counter and the Reference pin of the LMP91000 are shorted together and connected to negative electrode of the galvanic cell. The positive electrode of the galvanic cell is then connected to the Working pin of the LMP91000.

The LMP91000 is then configured in 3-lead amperometric cell mode (as for amperometric cell). In this configuration the Control Amplifier (A1) is ON and provides the internal zero voltage. The transimpedance amplifier (TIA) is also ON, it converts the current generated by the gas sensor in a voltage, according to the transimpedance gain:

$$\text{Gain} = R_{TIA} \quad (7)$$

If different gains are required, an external resistor can be connected between the pins C1 and C2. In this case the internal feedback resistor should be programmed to “external”.

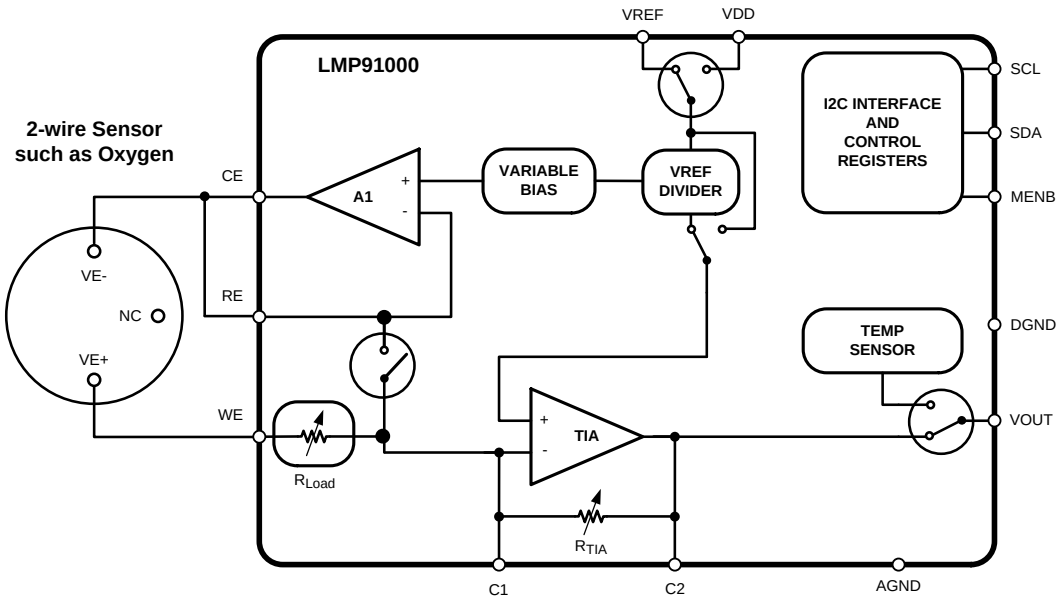


Figure 26. 2-Lead Galvanic Cell in Potentiostat Configuration

7.3.1.7 Timeout Feature

The timeout is a safety feature to avoid bus lockup situation. If SCL is stuck low for a time exceeding t_timeout, the LMP91000 will automatically reset its I^2C interface. Also, in the case the LMP91000 hangs the SDA for a time exceeding t_timeout, the LMP91000's I^2C interface will be reset so that the SDA line will be released. Since the SDA is an open-drain with an external resistor pull-up, this also avoids high power consumption when LMP91000 is driving the bus and the SCL is stopped.

7.4 Device Functional Modes

The LMP91000 has 6 operational modes to optimize the current consumption and meet the needs of the applications. It is possible to select the operational mode through the I2C bus.

At the power on the LMP91000 is in deep sleep mode. In this mode the device accepts I2C commands and burns the lowest supply current. In this mode the TIA, the A1 control amplifier and the temperature sensor are OFF. This mode of operation is suggested when the gas detector is not used and a zero bias is required between WE and RE electrodes of the gas sensor. The zero bias between the WE and RE electrodes is kept by enabling the internal FET feature.

In the standby mode, the TIA is OFF, while the A1 control amplifier is ON. This mode of operation is suggested when the gas detector is not used for short amount of time and a faster warm-up of the gas detector is required.

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

Device Functional Modes (continued)

In the 3-lead amperometric cell, the LMP91000 is configured as a standard potentiostat with A1, TIA and bias circuitry completely ON.

In the Temperature measurement (TIA OFF) the LMP91000 is in Standby mode with the Temperature sensor ON, at theVOUT pin of the LMP91000 it s possible to read the temperature sensor's output.

In the Temperature measurement (TIA ON) the LMP91000 is 3-lead amperometric cell mode with the Temperature sensor ON, at theVOUT pin of the LMP91000 it s possible to read the temperature sensor's output.

In 2-lead ground referred galvanic cell the A1 control amplifer is OFF and the Internal zero circuitry is bypassed. In this mode it is possible to connect 2-lead sensors like the O2 sensor to the LMP91000.

7.5 Programming

7.5.1 I²C Interface

The I²C compatible interface operates in Standard mode (100kHz). Pull-up resistors or current sources are required on the SCL and SDA pins to pull them high when they are not being driven low. A logic zero is transmitted by driving the output low. A logic high is transmitted by releasing the output and allowing it to be pulled-up externally. The appropriate pull-up resistor values will depend upon the total bus capacitance and operating speed. The LMP91000 comes with a 7 bit bus fixed address: 1001 000.

7.5.2 Write and Read Operation

In order to start any read or write operation with the LMP91000, MENB needs to be set low during the whole communication. Then the master generates a start condition by driving SDA from high to low while SCL is high. The start condition is always followed by a 7-bit slave address and a Read/Write bit. After these 8 bits have been transmitted by the master, SDA is released by the master and the LMP91000 either ACKs or NACKs the address. If the slave address matches, the LMP91000 ACKs the master. If the address doesn't match, the LMP91000 NACKs the master. For a write operation, the master follows the ACK by sending the 8-bit register address pointer. Then the LMP91000 ACKs the transfer by driving SDA low. Next, the master sends the 8-bit data to the LMP91000. Then the LMP91000 ACKs the transfer by driving SDA low. At this point the master should generate a stop condition and optionally set the MENB at logic high level (refer to Figure 27, Figure 28, and Figure 29).

A read operation requires the LMP91000 address pointer to be set first, also in this case the master needs setting at low logic level the MENB, then the master needs to write to the device and set the address pointer before reading from the desired register. This type of read requires a start, the slave address, a write bit, the address pointer, a Repeated Start (if appropriate), the slave address, and a read bit (refer to Figure 27, Figure 28, and Figure 29). Following this sequence, the LMP91000 sends out the 8-bit data of the register.

When just one LMP91000 is present on the I²C bus the MENB can be tied to ground (low logic level).

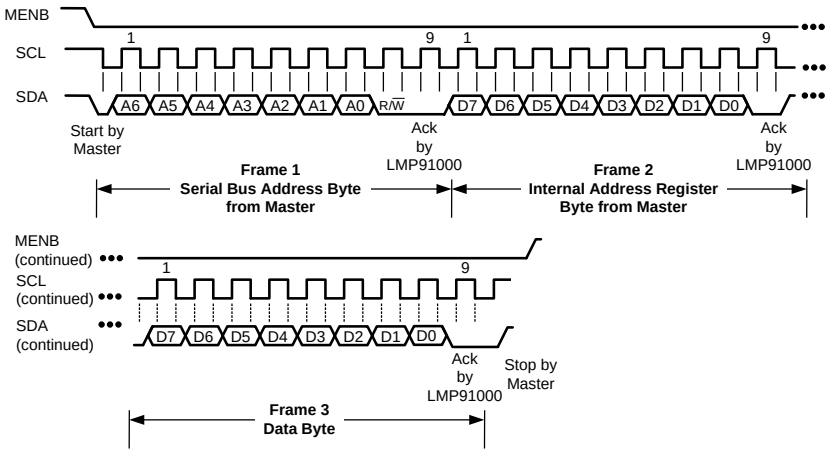


Figure 27. Register Write Transaction

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

Programming (continued)

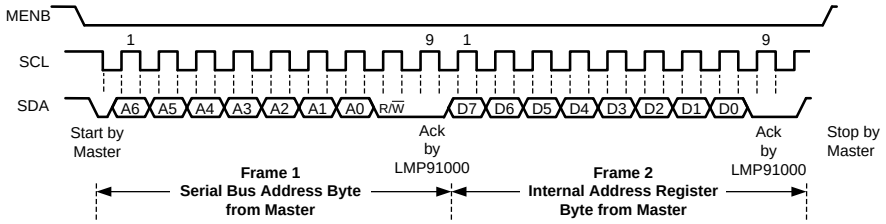


Figure 28. Pointer Set Transaction

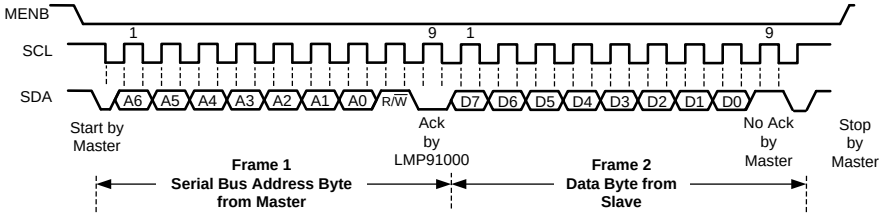


Figure 29. Register Read Transaction

7.6 Registers Maps

The registers are used to configure the LMP91000.

If writing to a reserved bit, user must write only 0. Readback value is unspecified and should be discarded.

Table 2. Register Map

Address	Name	Power on default	Access	Lockable?
0x00	STATUS	0x00	Read only	No
0x01	LOCK	0x01	R/W	No
0x02 through 0x09	RESERVED	—	—	—
0x10	TIACN	0x03	R/W	Yes
0x11	REFCN	0x20	R/W	Yes
0x12	MODECN	0x00	R/W	No
0x13 through 0xFF	RESERVED	—	—	—

7.6.1 STATUS -- Status Register (Address 0x00)

The status bit is an indication of the LMP91000's power-on status. If its readback is “0”, the LMP91000 is not ready to accept other I^2C commands.

Bit	Name	Function
[7:1]	RESERVED	
0	STATUS	Status of Device **0 Not Ready (default)** 1 Ready

7.6.2 LOCK -- Protection Register (Address 0x01)

The lock bit enables and disables the writing of the TIACN and the REFCN registers. In order to change the content of the TIACN and the REFCN registers the lock bit needs to be set to “0”.

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

Bit	Name	Function
[7:1]	RESERVED	
0	LOCK	Write protection 0 Registers 0x10, 0x11 in write mode **1 Registers 0x10, 0x11 in read only mode (default)**

7.6.3 TIACN -- TIA Control Register (Address 0x10)

The parameters in the TIA control register allow the configuration of the transimpedance gain (R_{TIA}) and the load resistance (R_{Load}).

Bit	Name	Function
[7:5]	RESERVED	RESERVED
[4:2]	TIA_GAIN	TIA feedback resistance selection **000 External resistance (default)** 001 2.75kΩ 010 3.5kΩ 011 7kΩ 100 14kΩ 101 35kΩ 110 120kΩ 111 350kΩ
[1:0]	RLOAD	R_{Load} selection 00 10Ω 01 33Ω 10 50Ω **11 100Ω (default)**

7.6.4 REFCN -- Reference Control Register (Address 0x11)

The parameters in the Reference control register allow the configuration of the Internal zero, Bias and Reference source. When the Reference source is external, the reference is provided by a reference voltage connected to the VREF pin. In this condition the Internal Zero and the Bias voltage are defined as a percentage of VREF voltage instead of the supply voltage.

Bit	Name	Function
7	REF_SOURCE	Reference voltage source selection **0 Internal (default)** 1 external
[6:5]	INT_Z	Internal zero selection (Percentage of the source reference) 00 20% **01 50% (default)** 10 67% 11 Internal zero circuitry bypassed (only in O_2 ground referred measurement)
4	BIAS_SIGN	Selection of the Bias polarity **0 Negative ($V_{WE} - V_{RE}$)<0V (default)** 1 Positive ($V_{WE} - V_{RE}$)>0V
[3:0]	BIAS	BIAS selection (Percentage of the source reference) **0000 0% (default)** 0001 1% 0010 2% 0011 4% 0100 6% 0101 8% 0110 10% 0111 12% 1000 14% 1001 16% 1010 18% 1011 20% 1100 22% 1101 24%

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

7.6.5 MODECN -- Mode Control Register (Address 0x12)

The Parameters in the Mode register allow the configuration of the Operation Mode of the LMP91000.

Bit	Name	Function
7	FET_SHORT	Shorting FET feature **0 Disabled (default)** 1 Enabled
[6:3]	RESERVED	
[2:0]	OP_MODE	Mode of Operation selection **000 Deep Sleep (default)** 001 2-lead ground referred galvanic cell 010 Standby 011 3-lead amperometric cell 110 Temperature measurement (TIA OFF) 111 Temperature measurement (TIA ON)

When the LMP91000 is in Temperature measurement (TIA ON) mode, the output of the temperature sensor is present at the VOUT pin, while the output of the potentiostat circuit is available at pin C2.

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

8 Application and Implementation

NOTE

Information in the following applications sections is not part of the TI component specification, and TI does not warrant its accuracy or completeness. TI's customers are responsible for determining suitability of components for their purposes. Customers should validate and test their design implementation to confirm system functionality.

8.1 Application Information

8.1.1 Connection of More Than One LMP91000 to the I²C BUS

The LMP91000 comes out with a unique and fixed I²C slave address. It is still possible to connect more than one LMP91000 to an I²C bus and select each device using the MENB pin. The MENB simply enables/disables the I²C communication of the LMP91000. When the MENB is at logic level low all the I²C communication is enabled, it is disabled when MENB is at high logic level.

In a system based on a µcontroller and more than one LMP91000 connected to the I²C bus, the I²C lines (SDA and SCL) are shared, while the MENB of each LMP91000 is connected to a dedicate GPIO port of the µcontroller.

The µcontroller starts communication asserting one out of N MENB signals where N is the total number of LMP91000s connected to the I²C bus. Only the enabled device will acknowledge the I²C commands. After finishing communicating with this particular LMP91000, the microcontroller de-asserts the corresponding MENB and repeats the procedure for other LMP91000s. Figure 30 shows the typical connection when more than one LMP91000 is connected to the I²C bus.

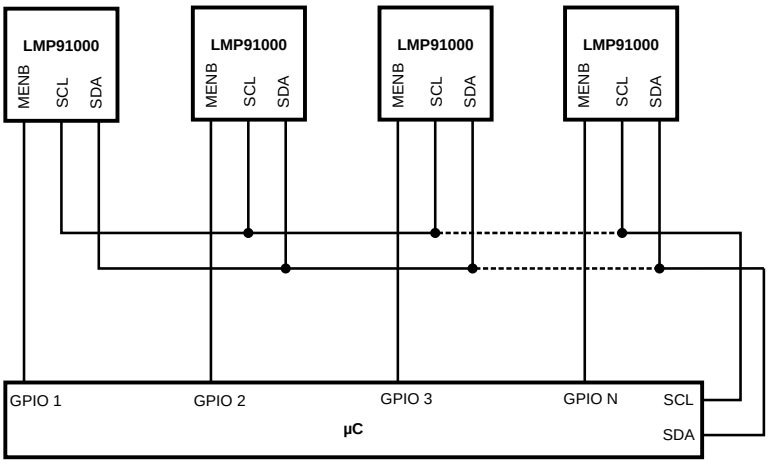


Figure 30. More Than One LMP91000 on I²C Bus

8.1.2 Smart Gas Sensor Analog Front-End

The LMP91000 together with an external EEPROM represents the core of a SMART GAS SENSOR AFE. In the EEPROM it is possible to store the information related to the GAS sensor type, calibration and LMP91000's configuration (content of registers 10h, 11h, 12h). At startup the microcontroller reads the EEPROM's content and configures the LMP91000. A typical smart gas sensor AFE is shown in Figure 31. The connection of MENB to the hardware address pin A0 of the EEPROM allows the microcontroller to select the LMP91000 and its corresponding EEPROM when more than one smart gas sensor AFE is present on the I²C bus. Note: only EEPROM I²C addresses with A0=0 should be used in this configuration.

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

Application Information (continued)

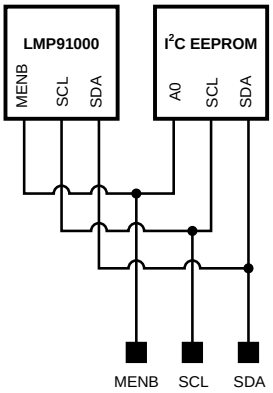


Figure 31. Smart Gas Sensor AFE

8.1.3 Smart Gas Sensor AFES on I²C BUS

The connection of Smart gas sensor AFEs on the I²C bus is the natural extension of the previous concepts. Also in this case the microcontroller starts communication asserting 1 out of N MENB signals where N is the total number of smart gas sensor AFE connected to the I²C bus. Only one of the devices (either LMP91000 or its corresponding EEPROM) in the smart gas sensor AFE enabled will acknowledge the I²C commands. When the communication with this particular module ends, the microcontroller de-asserts the corresponding MENB and repeats the procedure for other modules. Figure 32 shows the typical connection when several smart gas sensor AFEs are connected to the I²C bus.

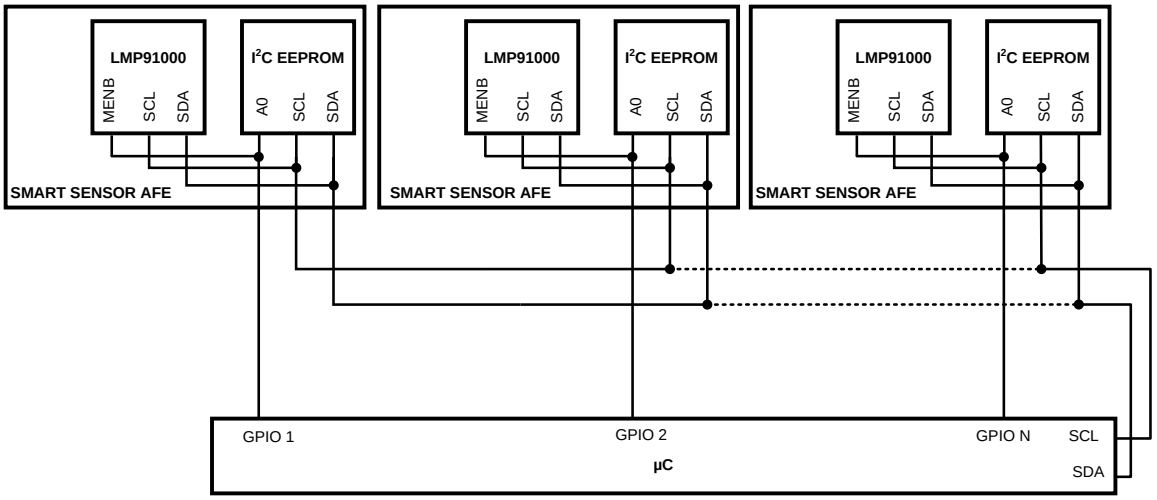


Figure 32. I²C Bus

8.2 Typical Application

The LMP91000 can be used in conjunction with environment sensors to build a battery power environment monitors such as an air quality data-loggers, or wirless sensors. In this application due to the monitored phenomena the micro-controller and the LMP9100 spend most of the time in idle state. In order to save power and enlarge the battery life, the LMP91000 can be put in deep sleep mode with Internal FET feature enabled. To optimize the current consumption of the entire system, the acquisitions and in general the activities of the micro can operate at set intervals with the TPL5000. The TPL5000 is a programmable timer with watch-dog feature.

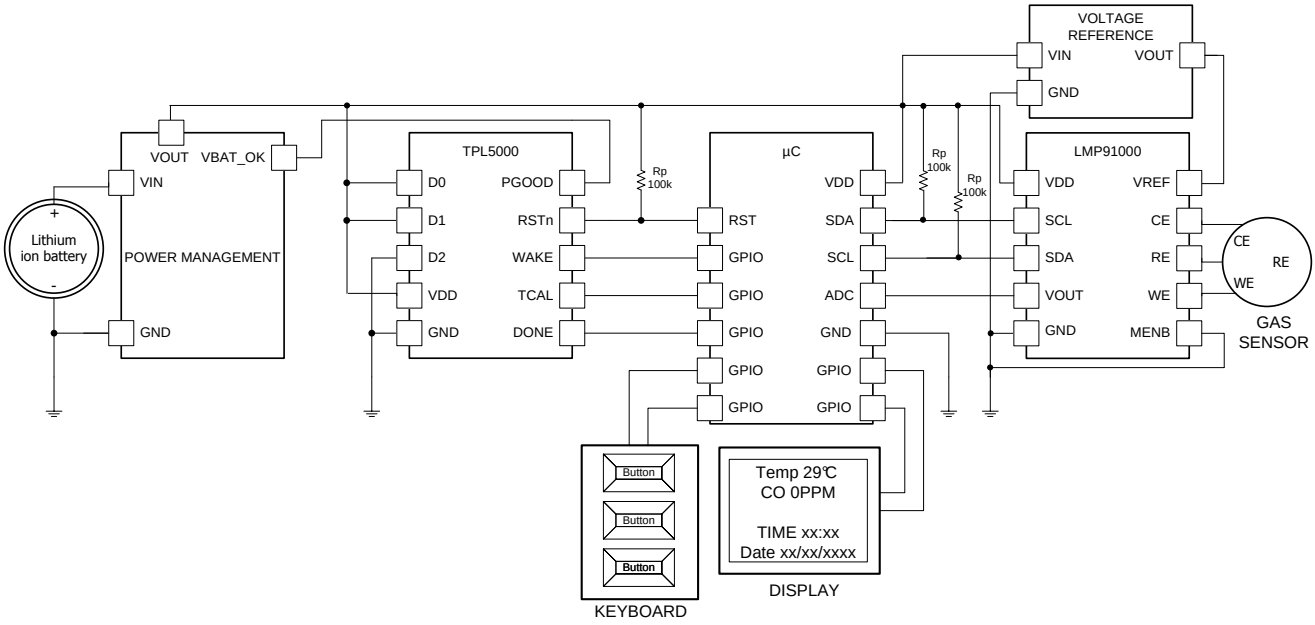


Figure 33. Data-Logger

8.2.1 Design Requirements

The Design is driven by the low-current consumption constraint. The data are usually acquired on a rate that ranges between 1s to 10s. The highest necessity it the maximization of the battery life. The TPL5000 helps achieving that goal because it allows putting the micro-controller in its lowest power mode. Moreover the deep slep mode of the LMP91000 allows burning only some hundreds of nA.

8.2.2 Detailed Design Procedure

When the focal constraint is the battery, the selection of a low power voltage reference, a micro-controller and display is mandatory. The first step in the design is the calculation of the power consumption of each device in the different mode of operations. An example is the LMP91000; the device has gas measurement mode, sleep mode and micro-controller in low power mode which is normal operation. The different modes offer the possibility to select the appropriate timer interval which respect the application constraint and maximize the life of the battery.

8.2.2.1 Sensor Test Procedure

The LMP91000 has all the hardware and programmability features to implement some test procedures. The purpose of the test procedure is to:

a. test proper function of the sensor (status of health)
b. test proper connection of the sensor to the LMP91000

The test procedure is very easy. The variable bias block is user programmable through the digital interface. A step voltage can be applied by the end user to the positive input of A1. As a consequence a transient current will start flowing into the sensor (to charge its internal capacitance) and it will be detected by the TIA. If the current transient is not detected, either a sensor fault or a connection problem is present. The slope and the aspect of the transient response can also be used to detect sensor aging (for example, a cell that is drying and no longer

Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

Typical Application (continued)

efficiently conducts the current). After it is verified that the sensor is working properly, the LMP91000 needs to be reset to its original configuration. It is not required to observe the full transient in order to contain the testing time. All the needed information are included in the transient slopes (both edges). Figure 34 shows an example of the test procedure, a Carbon Monoxide sensor is connected to the LMP91000, two pulses are then sequentially applied to the bias voltage:

1. from 0 mV to 40 mV
2. from 40 mV to –40 mV

and finally the bias is set again at 0mV since this is the normal operation condition for this sensor.

8.2.3 Application Curve

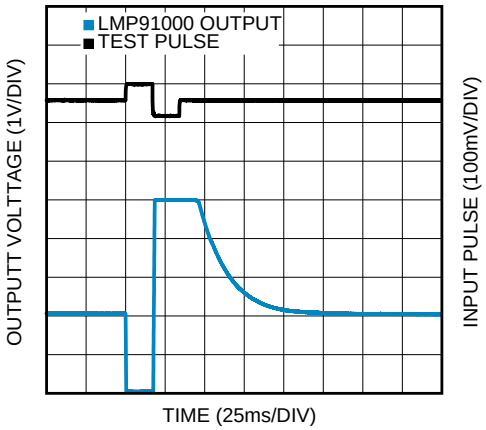


Figure 34. Test Procedure Example

9 Power Supply Recommendations

9.1 Power Consumption

The LMP91000 is intended for use in portable devices, so the power consumption is as low as possible in order to ensure a long battery life. The total power consumption for the LMP91000 is below 10 µA at 3.3 v average over time, (this excludes any current drawn from any pin). A typical usage of the LMP91000 is in a portable gas detector and its power consumption is summarized in Table 3. This has the following assumptions:

- Power On only happens a few times over life, so its power consumption can be ignored.
- Deep Sleep mode is not used.
- The system is used about 8 hours a day, and 16 hours a day it is in Standby mode.
- Temperature Measurement is done about once per minute.

This results in an average power consumption of approximately 7.95 µA. This can potentially be further reduced, by using the Standby mode between gas measurements. It may even be possible, depending on the sensor used, to go into deep sleep for some time between measurements, further reducing the average power consumption.

Table 3. Power Consumption Scenario

	Deep Sleep	StandBy	3-Lead Amperometric Cell	Temperature Measurement TIA OFF	Temperature Measurement TIA ON	Total
Current consumption (µA) typical value	0.6	6.5	10	11.4	14.9	
Time ON (%)	0	60	39	0	1	
Average (µA)	0	3.9	3.9	0	0.15	7.95
Notes						
A1	OFF	ON	ON	ON	ON	
TIA	OFF	OFF	ON	OFF	ON	
TEMP SENSOR	OFF	OFF	OFF	ON	ON	
I^2C interface	ON	ON	ON	ON	ON	

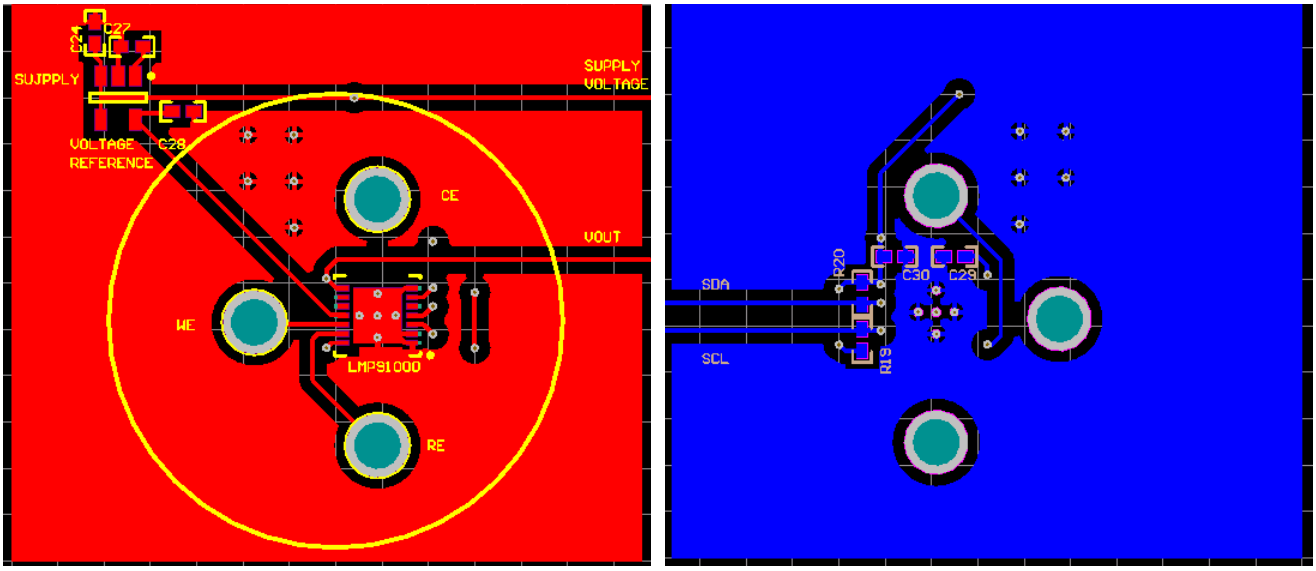
Copyright © 2011–2014, Texas Instruments Incorporated

10 Layout

10.1 Layout Guidelines

The most critical point when designing with electrocemical gas sensors and the LMP91000 is the connection of the sensor to the LMP91000. Particular attention is required in the layout of the RE, CE and WE traces which connect the sensor to the front-end. The traces needs to be short and far from hifh freqency signals, such as clock. A way to reduce the lenght of the traces is positioning the LMP91000 below the gas sensor, this is possible with cyclindrical electrochemical gas sensor or on the oppoite layer in case of solid gas sensor or low profile gas sensor. In case of uasge of external transimpeance gain resistance it needs to be placed close to the LMP91000, the terminal of the resistance conencted to C1 needs to be far from high frequency signals.

10.2 Layout Example



TOP LAYER BOTTOM LAYER

Figure 35. Layout

D.8 ADC161S626 16-Bit

ADC161S626 16-Bit, 50 to 250 kSPS, Differential Input, MicroPower ADC

1 Features

- 16-bit Resolution With No Missing Codes
- Ensured Performance from 50 to 250 kSPS
- ±0.003% Signal Span Accuracy
- Separate Digital Input/Output Supply
- True Differential Input
- External Voltage Reference Range of 0.5 V to V_A
- Zero-Power Track Mode with 0-µsec Wake-up Delay
- Wide Input Common-mode Voltage Range of 0 V to V_A
- SPI/QSPI™/MICROWIRE™ Compatible Serial Interface
- Operating Temperature Range of −40°C to +85°C
- Small VSSOP-10 Package
- Key Specifications
  - Conversion Rate 50 to 250 kSPS
  - DNL +0.8 / −0.5 LSB
  - INL ±0.8 LSB
  - Offset Error Temp Drift 2.5 µV/°C
  - Gain Error Temp Drift 0.3 ppm/°C
  - SNR 93.2 dBc
  - THD − 104 dBc
  - Power Consumption
    - 10 kSPS, 5 V 0.24 mW
    - 200 kSPS, 5 V 5.3 mW
    - 250 kSPS, 5 V 5.8 mW
    - Power-Down, 5 V 10 µW

2 Applications

- Direct Sensor Interface
- I/O Modules
- Data Acquisition
- Portable Systems
- Motor Control
- Medical Instruments
- Instrumentation and Control Systems

3 Description

The ADC161S626 is a 16-bit successive-approximation register (SAR) Analog-to-Digital converter (ADC) with a maximum sampling rate of 250 kSPS. The ADC161S626 has a minimum signal span accuracy of ±0.003% over the temperate range of −40°C to +85°C. The converter features a differential analog input with an excellent common-mode signal rejection ratio of 85 dB, making the ADC161S626 suitable for noisy environments.

The ADC161S626 operates with a single analog supply (V_A) and a separate digital input/output (V_{IO}) supply. V_A can range from 4.5 V to 5.5 V and V_{IO} can range from 2.7 V to 5.5 V. This allows a system designer to maximize performance and minimize power consumption by operating the analog portion of the ADC at a V_A of 5 V while interfacing with a 3.3-V controller. The serial data output is binary 2's complement and is SPI compatible.

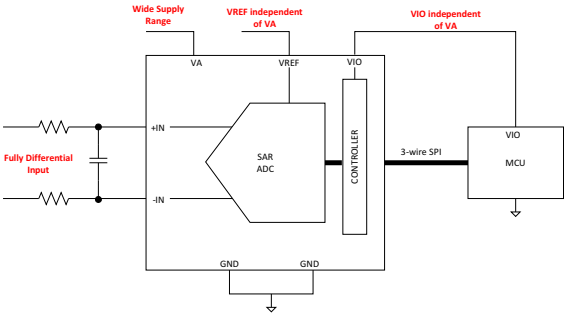
The performance of the ADC161S626 is ensured over temperature at clock rates of 1 MHz to 5 MHz and reference voltages of 2.5 V to 5.5 V. The ADC161S626 is available in a small 10-lead VSSOP package. The high accuracy, differential input, low power consumption, and small size make the ADC161S626 ideal for direct connection to bridge sensors and transducers in battery operated systems or remote data acquisition applications.

Device Information(1)

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
ADC161S626	VSSOP (10)	3.00 mm × 3.00 mm

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

Typical Application Schematic



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

Table of Contents

1 Features ... 1
2 Applications ... 1
3 Description ... 1
4 Revision History ... 2
5 Pin Configuration and Functions ... 3
6 Specifications ... 3
6.1 Absolute Maximum Ratings ... 3
6.2 ESD Ratings ... 4
6.3 Recommended Operating Conditions ... 4
6.4 Thermal Information ... 4
6.5 Converter Electrical Characteristics ... 5
6.6 Timing Requirements ... 7
6.7 Typical Characteristics ... 9
7 Detailed Description ... 15
7.1 Overview ... 15
7.2 Functional Block Diagram ... 15
7.3 Feature Description ... 15
7.4 Device Functional Modes ... 18
8 Application and Implementation ... 22
8.1 Application Information ... 22
8.2 Typical Application ... 22
9 Power Supply Recommendations ... 24
9.1 Analog and Digital Power Supplies ... 24
9.2 Voltage Reference ... 24
10 Layout ... 24
10.1 Layout Guidelines ... 24
10.2 Layout Example ... 25
11 Device and Documentation Support ... 26
11.1 Device Support ... 26
11.2 Trademarks ... 27
11.3 Electrostatic Discharge Caution ... 27
11.4 Glossary ... 27
12 Mechanical, Packaging, and Orderable Information ... 27

4 Revision History

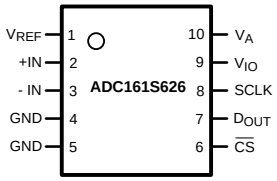
Changes from Revision C (March 2013) to Revision D **Page**

- Added *Pin Configuration and Functions* section, *ESD Ratings* table, *Feature Description* section, *Device Functional Modes*, *Application and Implementation* section, *Power Supply Recommendations* section, *Layout* section, *Device and Documentation Support* section, and *Mechanical, Packaging, and Orderable Information* section ... 1

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

5 Pin Configuration and Functions

10 Pins
VSSOP Package
Top View



Pin Functions

PIN		I/O	DESCRIPTION
NO.	NAME		
1	V_{REF}	I	Voltage Reference 0.5 V < V_{REF} < V_A
2	+IN	I	Non-Inverting Input
3	−IN	I	Inverting Input
4	GND	Power	Ground
5	GND	Power	Ground
6	$\overline{CS}$	I	Chip Select Bar
7	D_{OUT}	O	Serial Data Output
8	SCLK	I	Serial Clock
9	V_{IO}	Power	Digital Input/Output Power 2.7 V < V_{REF} < 5.5 V
10	V_A	Power	Analog Power 4.5 V < V_{REF} < 5.5 V

6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings (1)(2)(3)

	MIN	MAX	UNIT
Analog Supply Voltage V_A	−0.3	6.5	V
Digital I/O Supply Voltage V_{IO}	−0.3	6.5	V
Voltage on Any Analog Input Pin to GND	−0.3	(V_A + 0.3)	V
Voltage on Any Digital Input Pin to GND	−0.3	(V_{IO} + 0.3)	V
Input Current at Any Pin (4)	–10	10	mA
Package Input Current (4)	–50	50	mA
Power Consumption at T_A = 25°C		See (5)	
Junction Temperature		150	°C
Storage temperature, T_{stg}	−65	150	°C

(1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, which do not imply functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions*. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
(2) All voltages are measured with respect to GND = 0 V, unless otherwise specified.
(3) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the TI Sales Office/ Distributors for availability and specifications.
(4) When the input voltage at any pin exceeds the power supplies (that is, V_{IN} < GND or V_{IN} > V_A), the current at that pin should be limited to 10 mA. The 50 mA maximum package input current rating limits the number of pins that can safely exceed the power supplies with an input current of 10 mA to five.
(5) The absolute maximum junction temperature ($T_J$max) for this device is 150°C. The maximum allowable power dissipation is dictated by $T_J$max, the junction-to-ambient thermal resistance (θ_{JA}), and the ambient temperature (T_A), and can be calculated using the formula $P_D MAX = (T_J max - T_A)/\theta_{JA}$. The values for maximum power dissipation listed above will be reached only when the ADC161S626 is operated in a severe fault condition (e.g. when input or output pins are driven beyond the power supply voltages, or the power supply polarity is reversed). Such conditions should always be avoided.

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

6.2 ESD Ratings

		VALUE	UNIT
$V_{(ESD)}$ Electrostatic discharge	Human body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 (1)	±2500	V
	Charged-device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101 (2)	±1250	
	Machine model (MM)	250	

(1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.
(2) JEDEC document JEP157 states that 250-V CDM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

6.3 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted) (1)

	MIN	MAX	UNIT
Operating Temperature Range	−40	85	°C
Supply Voltage, V_A	4.5	5.5	V
Supply Voltage, V_{IO}	2.7	5.5	V
Reference Voltage, V_{REF}	0.5	V_A	V
Analog Input Pins Voltage Range	0	V_A	V
Differential Analog Input Voltage	$-V_{REF}$	$+V_{REF}$	V
Input Common-Mode Voltage, V_{CM}		See Figure 44	
Digital Input Pins Voltage Range	0	V_{IO}	V
Clock Frequency	1	5	MHz

(1) All voltages are measured with respect to GND = 0V, unless otherwise specified.

6.4 Thermal Information

THERMAL METRIC (1)		ADC161S626 DGS 10 PINS	UNIT
$R_{\theta JA}$	Junction-to-ambient thermal resistance	163	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$	Junction-to-case (top) thermal resistance	57	
$R_{\theta JB}$	Junction-to-board thermal resistance	82	
Ψ_{JT}	Junction-to-top characterization parameter	6	
Ψ_{JB}	Junction-to-board characterization parameter	81	

(1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the *IC Package Thermal Metrics* application report, SPRA953.

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

6.5 Converter Electrical Characteristics

The following specifications apply for V_A = 4.5 V to 5.5 V, V_{IO} = 2.7 V to 5.5 V, and V_{REF} = 2.5 V to 5.5 V for f_{SCLK} = 1 MHz to 4 MHz or V_{REF} = 4.5 V to 5.5 V for f_{SCLK} = 1 MHz to 5 MHz; f_{IN} = 20 kHz, and C_L = 25 pF, unless otherwise noted. Maximum and minimum values apply for $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}; the typical values are tested at T_A = 25°C.(1)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
STATIC CONVERTER CHARACTERISTICS						
	Resolution with No Missing Codes				16	Bits
DNL	Differential Non-Linearity		−1	-0.5/+0.8	+2	LSB
INL	Integral Non-Linearity		−2	±0.8	+2	LSB
OE	Offset Error	V_{REF} = 2.5 V	−1	−0.1	+1	mV
		V_{REF} = 5 V		−0.4		mV
OE_{DRIFT}	Offset Error Temperature Drift	V_{REF} = 2.5 V		3.7		µV/°C
		V_{REF} = 5 V		2.5		µV/°C
FSE	Positive Full-Scale Error		–0.03	−0.003	0.03	%FS
	Negative Full-Scale Error		–0.03	−0.002	0.03	%FS
GE	Positive Gain Error		–0.02	−0.002	0.02	%FS
	Negative Gain Error		–0.02	−0.0001	0.02	%FS
GE_{DRIFT}	Gain Error Temperature Drift			0.3		ppm/°C
DYNAMIC CONVERTER CHARACTERISTICS						
SINAD	Signal-to-Noise Plus Distortion Ratio	V_{REF} = 2.5 V	85	88		dBc
		V_{REF} = 4.5 V to 5.5 V	89	93.0		dBc
SNR	Signal-to-Noise Ratio	V_{REF} = 2.5 V	85	88		dBc
		V_{REF} = 4.5 V to 5.5 V	89	93.2		dBc
THD	Total Harmonic Distortion	V_{REF} = 2.5 V		−104		dBc
		V_{REF} = 4.5 V to 5.5 V		−106		dBc
SFDR	Spurious-Free Dynamic Range	V_{REF} = 2.5 V		108		dBc
		V_{REF} = 4.5 V to 5.5 V		111		dBc
ENOB	Effective Number of Bits	V_{REF} = 2.5 V	13.8	14.3		bits
		V_{REF} = 4.5 V to 5.5 V	14.5	15.2		bits
FPBW	−3 dB Full Power Bandwidth	Output at 70.7%FS with FS Differential Input		26		MHz
ANALOG INPUT CHARACTERISTICS						
V_{IN}	Differential Input Range		$-V_{REF}$		$+V_{REF}$	V
I_{INA}	Analog Input Current	$\overline{CS}$ high	–1		1	µA
		V_{REF} = 5 V, V_{IN} = 0 V, f_S = 50 kSPS		3.2		nA
		V_{REF} = 5 V, V_{IN} = 0 V, f_S = 200 kSPS		10.3		nA
C_{INA}	Input Capacitance (+IN or −IN)	In Acquisition Mode		20		pF
		In Conversion Mode		4		pF
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	See the *Specification Definitions* for the test condition		85		dB
DIGITAL INPUT CHARACTERISTICS						
V_{IH}	Input High Voltage	f_{IN} = 0 Hz	0.7 x V_{IO}	1.9		V
V_{IL}	Input Low Voltage	f_{IN} = 0 Hz		1.7	0.3 x V_{IO}	V
I_{IND}	Digital Input Current		–1		1	µA
C_{IND}	Input Capacitance				4	pF

(1) Typical values are at T_J = 25°C and represent most likely parametric norms. Test limits are specified to AOQL (Average Outgoing Quality Level).

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

Converter Electrical Characteristics (continued)

The following specifications apply for V_A = 4.5 V to 5.5 V, V_{IO} = 2.7 V to 5.5 V, and V_{REF} = 2.5 V to 5.5 V for f_{SCLK} = 1 MHz to 4 MHz or V_{REF} = 4.5 V to 5.5 V for f_{SCLK} = 1 MHz to 5 MHz; f_{IN} = 20 kHz, and C_L = 25 pF, unless otherwise noted. Maximum and minimum values apply for T_A = T_{MIN} to T_{MAX}; the typical values are tested at T_A = 25°C.(1)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
DIGITAL OUTPUT CHARACTERISTICS						
V_{OH}	Output High Voltage	I_{SOURCE} = 200 µA	V_{IO} − 0.2	V_{IO} − 0.03		V
		I_{SOURCE} = 1 mA		V_{IO} − 0.09		V
V_{OL}	Output Low Voltage	I_{SOURCE} = 200 µA		0.01	0.4	V
		I_{SOURCE} = 1 mA		0.07		V
I_{OZH}, I_{OZL}	TRI-STATE Leakage Current	Force 0V or V_A	–1		1	µA
C_{OUT}	TRI-STATE Output Capacitance	Force 0V or V_A		4		pF
	Output Coding			Binary 2's Complement		
POWER SUPPLY CHARACTERISTICS						
V_A	Analog Supply Voltage Range		4.5	5	5.5	V
V_{IO}	Digital Input/Output Supply Voltage Range	(2)	2.7	3	5.5	V
V_{REF}	Reference Voltage Range		0.5	5	V_A	V
I_{VA} (Conv)	Analog Supply Current, Conversion Mode	V_A = 5 V, f_{SCLK} = 4 MHz, f_S = 200 kSPS		1060		µA
		V_A = 5 V, f_{SCLK} = 5 MHz, f_S = 250 kSPS		1160	1340	µA
I_{VIO} (Conv)	Digital I/O Supply Current, Conversion Mode	V_{IO} = 3 V, f_{SCLK} = 4 MHz, f_S = 200 kSPS		80		µA
		V_{IO} = 3 V, f_{SCLK} = 5 MHz, f_S = 250 kSPS		100		µA
I_{VREF} (Conv)	Reference Current, Conversion Mode	V_A = 5 V, f_{SCLK} = 4 MHz, f_S = 200 kSPS		80		µA
		V_A = 5 V, f_{SCLK} = 5 MHz, f_S = 250 kSPS		100	170	µA
I_{VA} (PD)	Analog Supply Current, Power Down Mode ($\overline{CS}$ high)	f_{SCLK} = 5 MHz, V_A = 5 V		7		µA
		f_{SCLK} = 0 Hz, V_A = 5 V(3)		2	3	µA
I_{VIO} (PD)	Digital I/O Supply Current, Power Down Mode ($\overline{CS}$ high)	f_{SCLK} = 5 MHz, V_{IO} = 3 V		1		µA
		f_{SCLK} = 0 Hz, V_{IO} = 3 V(3)		0.3	0.5	µA
I_{VREF} (PD)	Reference Current, Power Down Mode ($\overline{CS}$ high)	f_{SCLK} = 5 MHz, V_{REF} = 5 V		0.5		µA
		f_{SCLK} = 0 Hz, V_{REF} = 5 V(3)		0.5	0.7	µA
PWR (Conv)	Power Consumption, Conversion Mode	V_A = 5 V, f_{SCLK} = 4 MHz, f_S = 200 kSPS, and f_{IN} = 20 kHz,		5.3		mW
		V_A = 5 V, f_{SCLK} = 5 MHz, f_S = 250 kSPS, and f_{IN} = 20		5.8	6.7	mW
PWR (PD)	Power Consumption, Power Down Mode ($\overline{CS}$ high)	f_{SCLK} = 5 MHz, V_A = 5.0 V(3)		35		µW
		f_{SCLK} = 0 Hz, V_A = 5.0 V(3)		10	15	µW
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	See the *Specification Definitions* for the test condition		−78		dB
AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS						
f_{SCLK}	Maximum Clock Frequency		1		5	MHz
f_S	Maximum Sample Rate		(4)50		250	kSPS
t_{ACQ}	Acquisition/Track Time		600			ns
t_{CONV}	Conversion/Hold Time				17	SCLK cycles
t_{AD}	Aperture Delay	See the *Specification Definitions*		6		ns

(2) The value of V_{IO} is independent of the value of V_A. For example, V_{IO} could be operating at 5.5 V while V_A is operating at 4.5V or V_{IO} could be operating at 2.7 V while V_A is operating at 5.5 V.
(3) This parameter is ensured by design and/or characterization and is not tested in production.
(4) While the maximum sample rate is f_{SCLK} / 20, the actual sample rate may be lower than this by having the $\overline{CS}$ rate slower than f_{SCLK} / 20.

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

6.6 Timing Requirements

The following specifications apply for V_A = 4.5 V to 5.5 V, V_{IO} = 2.7 V to 5.5 V, V_{REF} = 2.5 V to 5.5 V, f_{SCLK} = 1Mz to 5MHz, and C_L = 25 pF, unless otherwise noted. Maximum and minimum values apply for $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}; the typical values are tested at T_A = 25°C.(1)

		MIN	NOM	MAX	UNIT
t_{CSS}	$\overline{CS}$ Setup Time prior to an SCLK rising edge	8	3		ns
t_{CSH}	$\overline{CS}$ Hold Time after an SCLK rising edge	8	3		
t_{DH}	D_{OUT} Hold Time after an SCLK falling edge	6	11		ns
t_{DA}	D_{OUT} Access Time after an SCLK falling edge		18	41	ns
t_{DIS}	D_{OUT} Disable Time after the rising edge of $\overline{CS}$(2)		20	30	ns
t_{CS}	Minimum $\overline{CS}$ Pulse Width	20			ns
t_{EN}	D_{OUT} Enable Time after the 2nd falling edge of SCLK		20	70	ns
t_{CH}	SCLK High Time	20			ns
t_{CL}	SCLK Low Time	20			ns
t_r	D_{OUT} Rise Time		7		ns
t_f	D_{OUT} Fall Time		7		ns

(1) Typical values are at T_J = 25°C and represent most likely parametric norms. Test limits are specified to AOQL (Average Outgoing Quality Level).
(2) t_{DIS} is the time for D_{OUT} to change 10% while being loaded by the Timing Test Circuit.

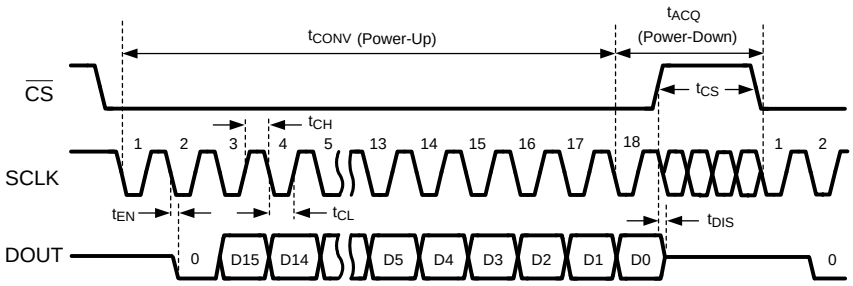


Figure 1. ADC161S626 Single Conversion Timing Diagram

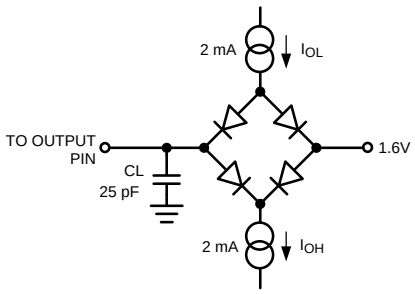


Figure 2. Timing Test Circuit

Figure 3. D_{OUT} Rise and Fall Times

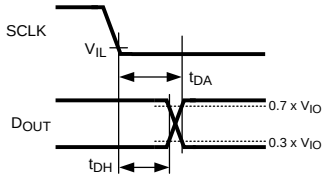


Figure 4. D_{OUT} Hold and Access Times

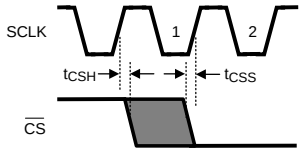


Figure 5. Valid $\overline{CS}$ Assertion Times

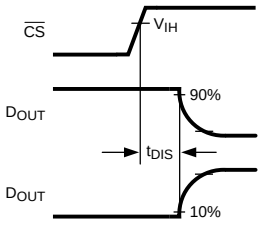


Figure 6. Voltage Waveform for t_{DIS}

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

6.7 Typical Characteristics

$V_A = V_{IO} = V_{REF} = 5$ V, $f_{SCLK} = 5$ MHz, $f_{SAMPLE} = 250$ kSPS, $T_A = +25°C$, and $f_{IN} = 20$ kHz unless otherwise stated.

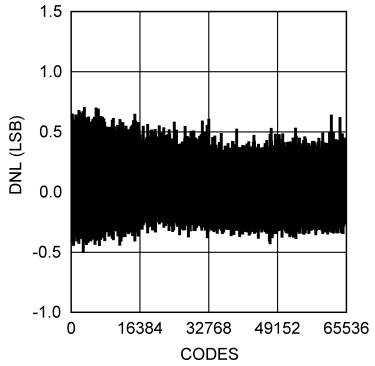


Figure 7. DNL - 250 kSPS

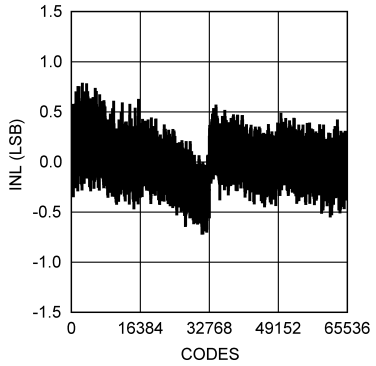


Figure 8. INL - 250 kSPS

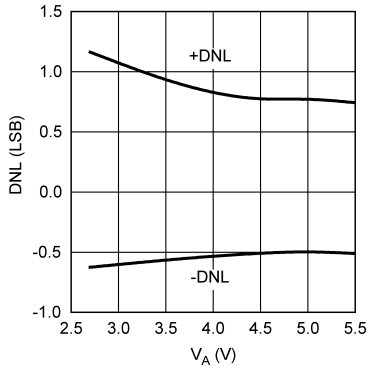


Figure 9. DNL vs. V_A

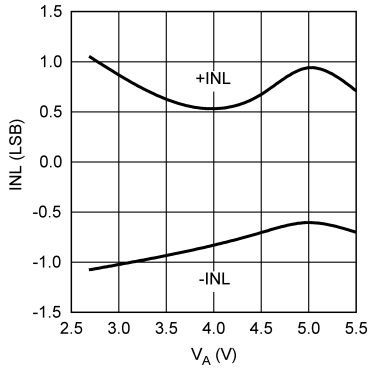


Figure 10. INL vs. V_A

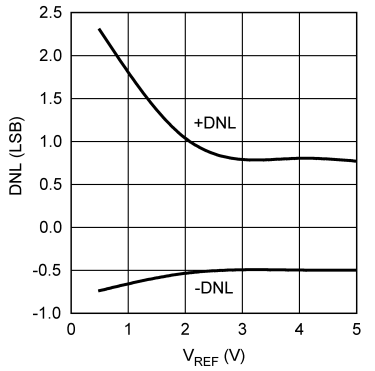


Figure 11. DNL vs. V_{REF}

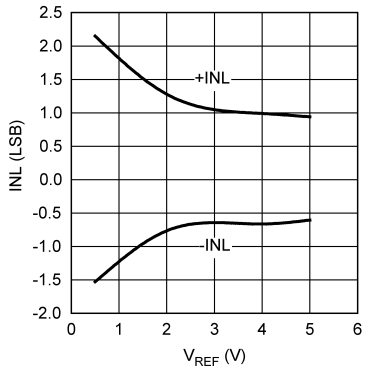


Figure 12. INL vs. V_{REF}

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

Typical Characteristics (continued)

$V_A = V_{IO} = V_{REF} = 5$ V, $f_{SCLK} = 5$ MHz, $f_{SAMPLE} = 250$ kSPS, $T_A = +25°C$, and $f_{IN} = 20$ kHz unless otherwise stated.

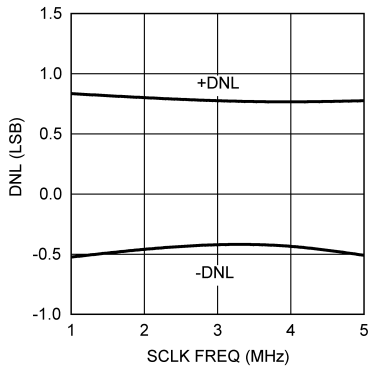


Figure 13. DNL vs. SCLK Frequency

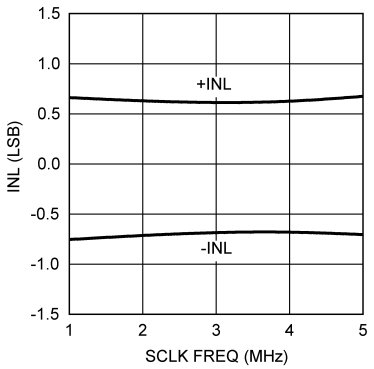


Figure 14. INL vs. SCLK Frequency

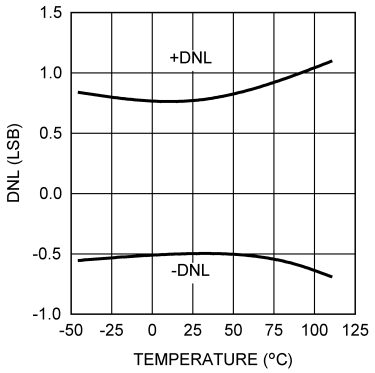


Figure 15. DNL vs. Temperature

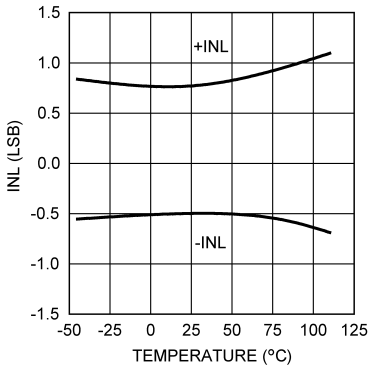


Figure 16. INL vs. Temperature

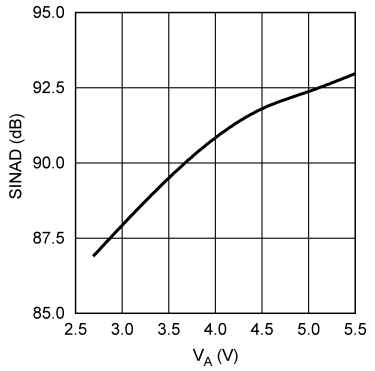


Figure 17. SINAD vs. V_A

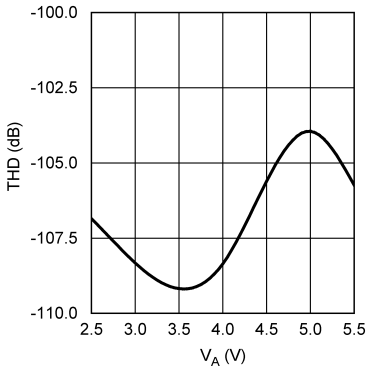


Figure 18. THD vs. V_A

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

Typical Characteristics (continued)

$V_A = V_{IO} = V_{REF} = 5$ V, $f_{SCLK} = 5$ MHz, $f_{SAMPLE} = 250$ kSPS, $T_A = +25°C$, and $f_{IN} = 20$ kHz unless otherwise stated.

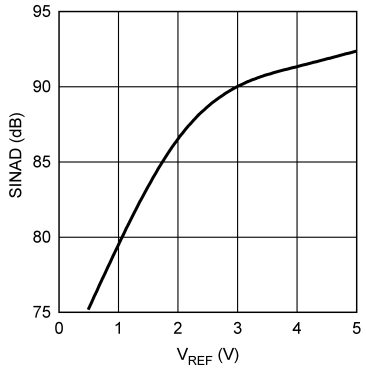


Figure 19. SINAD vs. V_{REF}

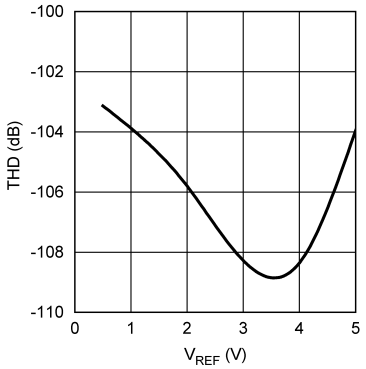


Figure 20. THD vs. V_{REF}

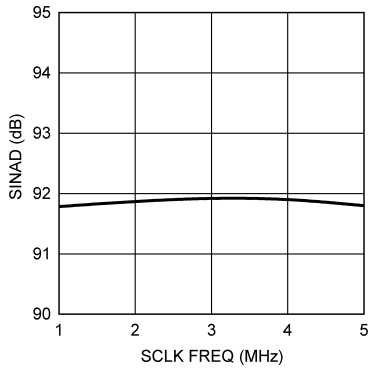


Figure 21. SINAD vs. SCLK Frequency

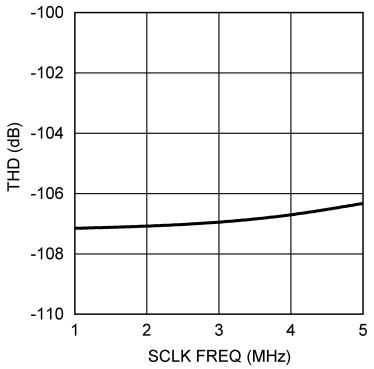


Figure 22. THD vs. SCLK Frequency

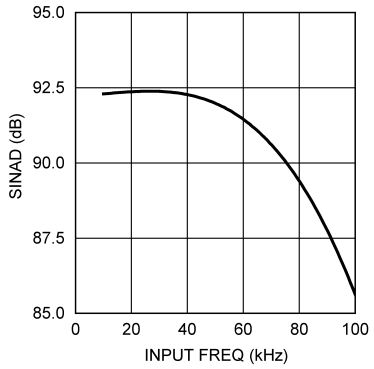


Figure 23. SINAD vs. INPUT Frequency

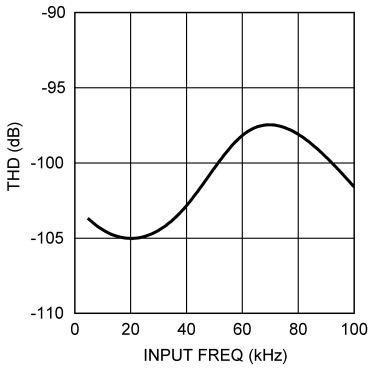


Figure 24. THD vs. INPUT Frequency

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

Typical Characteristics (continued)

V_A = V_{IO} = V_{REF} = 5 V, f_{SCLK} = 5 MHz, f_{SAMPLE} = 250 kSPS, T_A = +25°C, and f_{IN} = 20 kHz unless otherwise stated.

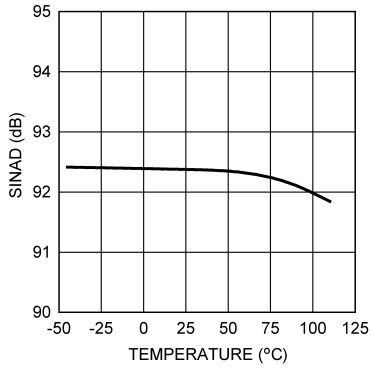


Figure 25. SINAD vs. Temperature

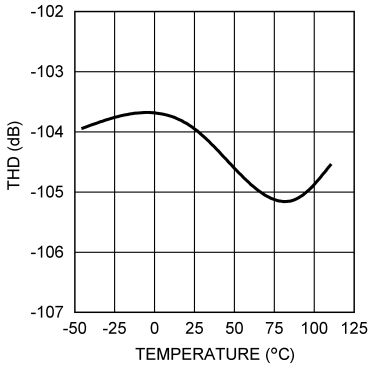


Figure 26. THD vs. Temperature

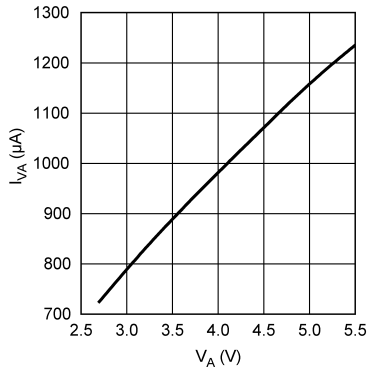


Figure 27. V_A Current vs. V_A

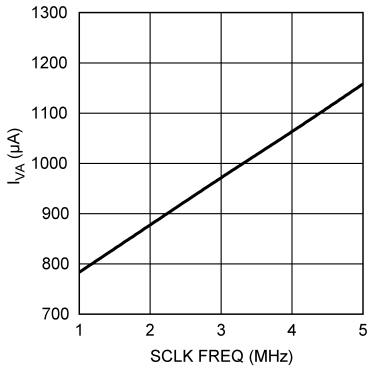


Figure 28. V_A Current vs. SCLK Frequency

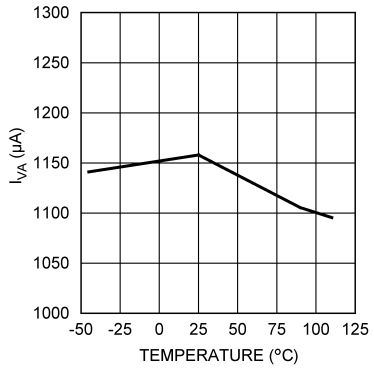


Figure 29. V_A Current vs. Temperature

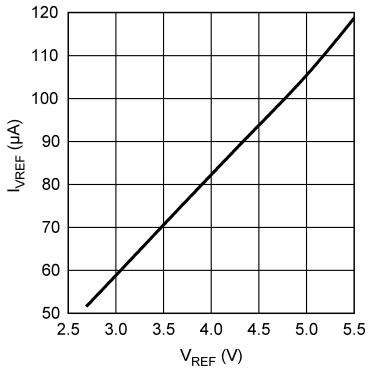


Figure 30. V_{REF} Current vs. V_{REF}

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

Typical Characteristics (continued)

$V_A = V_{IO} = V_{REF} = 5$ V, $f_{SCLK} = 5$ MHz, $f_{SAMPLE} = 250$ kSPS, $T_A = +25°C$, and $f_{IN} = 20$ kHz unless otherwise stated.

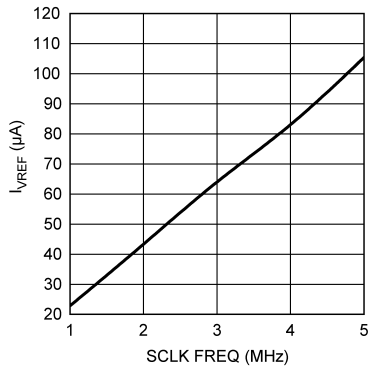


Figure 31. V_{REF} Current vs. SCLK Frequency

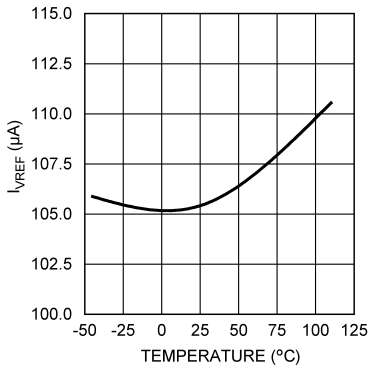


Figure 32. V_{REF} Current vs. Temperature

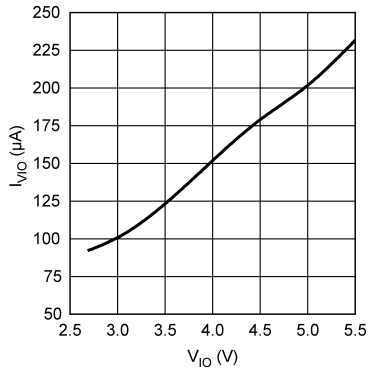


Figure 33. V_{IO} Current vs. V_{IO}

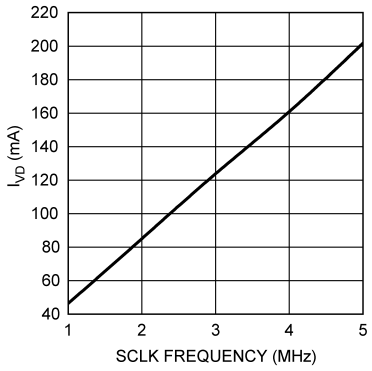


Figure 34. V_{IO} Current vs. SCLK Frequency

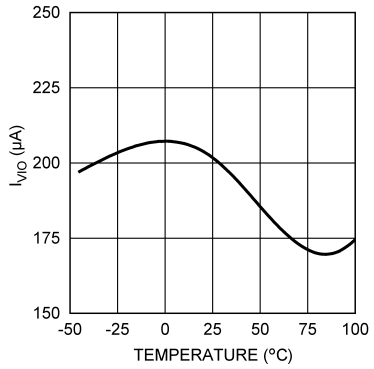


Figure 35. V_{IO} Current vs. Temperature

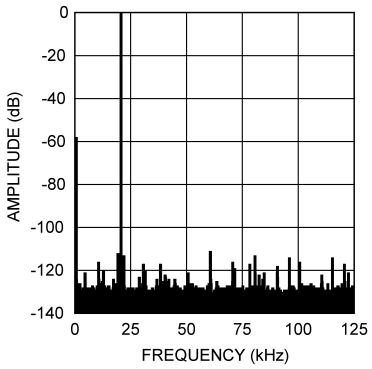


Figure 36. Spectral Response - 250 kSPS

Typical Characteristics (continued)

$V_A = V_{IO} = V_{REF} = 5$ V, $f_{SCLK} = 5$ MHz, $f_{SAMPLE} = 250$ kSPS, $T_A = +25°C$, and $f_{IN} = 20$ kHz unless otherwise stated.

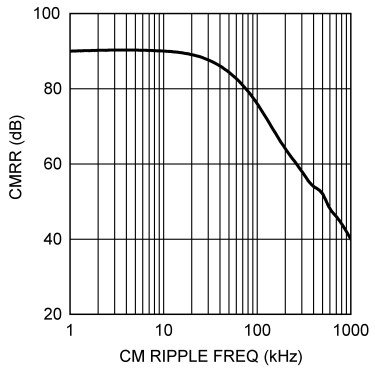


Figure 37. Analog Input CMRR vs. Frequency

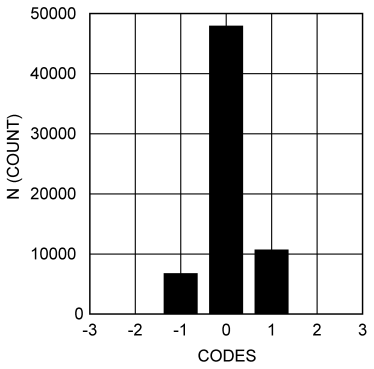


Figure 38. Noise Histogram at Code Center

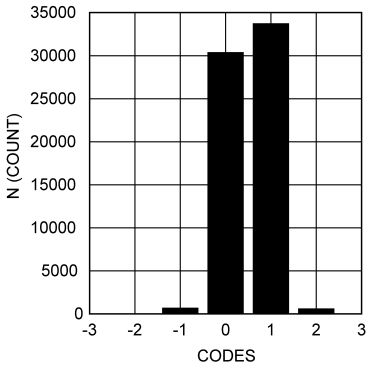


Figure 39. Noise Histogram at Code Transition

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

7 Detailed Description

7.1 Overview

The ADC161S626 is a 16-bit, 50 kSPS to 250 kSPS sampling Analog-to-Digital (A/D) converter. The converter uses a successive approximation register (SAR) architecture based upon capacitive redistribution containing an inherent sample-and-hold function. The differential nature of the analog inputs is maintained from the internal sample-and-hold circuits throughout the A/D converter to provide excellent common-mode signal rejection.

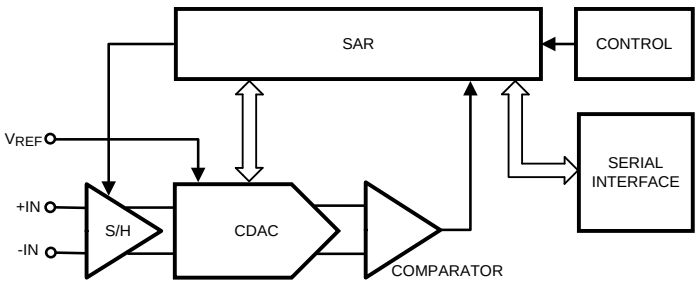
The ADC161S626 operates from independent analog and digital supplies. The analog supply (V_A) can range from 4.5 V to 5.5 V and the digital input/output supply (V_{IO}) can range from 2.7 V to 5.5 V. The ADC161S626 utilizes an external reference (V_{REF}), which can be any voltage between 0.5 V and V_A. The value of V_{REF} determines the range of the analog input, while the reference input current (I_{REF}) depends upon the conversion rate.

The analog input is presented to two input pins: +IN and –IN. Upon initiation of a conversion, the differential input at these pins is sampled on the internal capacitor array. The inputs are disconnected from the internal circuitry while a conversion is in progress. The ADC161S626 features a zero-power track mode (ZPTM) where the ADC is consuming the minimum amount of power (Power-Down Mode) while the internal sampling capacitor array is tracking the applied analog input voltage. The converter enters ZPTM at the end of each conversion window and experiences no delay when the ADC enters into Conversion Mode. This feature allows the user an easy means for optimizing system performance based on the settling capability of the analog source while minimizing power consumption. ZPTM is exercised by bringing chip select bar ($\overline{CS}$) high or when $\overline{CS}$ is held low after the conversion is complete (after the 18th falling edge of the serial clock).

The ADC161S626 communicates with other devices via a Serial Peripheral Interface (SPI), a synchronous serial interface that operates using three pins: chip select bar ($\overline{CS}$), serial clock (SCLK), and serial data out (D_{OUT}). The external SCLK controls data transfer and serves as the conversion clock. The duty cycle of SCLK is essentially unimportant, provided the minimum clock high and low times are met. The minimum SCLK frequency is set by internal capacitor leakage. Each conversion requires a minimum of 18 SCLK cycles to complete. If less than 16 bits of conversion data are required, $\overline{CS}$ can be brought high at any point during the conversion. This procedure of terminating a conversion prior to completion is commonly referred to as short cycling.

The digital conversion result is clocked out by the SCLK input and is provided serially, most significant bit (MSB) first, at the D_{OUT} pin. The digital data that is provided at the D_{OUT} pin is that of the conversion currently in progress and thus there is no pipe line delay or latency.

7.2 Functional Block Diagram



7.3 Feature Description

7.3.1 Reference Input (V_{REF})

The externally supplied reference voltage (V_{REF}) sets the analog input range. The ADC161S626 will operate with V_{REF} in the range of 0.5 V to V_A.

Operation with V_{REF} below 2.5V is possible with slightly diminished performance. As V_{REF} is reduced, the range of acceptable analog input voltages is reduced. Assuming a proper common-mode input voltage (V_{CM}), the differential peak-to-peak input range is limited to (2 x V_{REF}).

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

Feature Description (continued)

Reducing V_{REF} also reduces the size of the least significant bit (LSB). For example, the size of one LSB is equal to [(2 x V_{REF}) / 2^n], which is 152.6 µV where n is 16 bits and V_{REF} is 5V. When the LSB size goes below the noise floor of the ADC161S626, the noise will span an increasing number of codes and overall performance will suffer. Dynamic signals will have their SNR degrade; while, D.C. measurements will have their code uncertainty increase. Since the noise is Gaussian in nature, the effects of this noise can be reduced by averaging the results of a number of consecutive conversions.

V_{REF} and analog inputs (+IN and -IN) are connected to the capacitor array through a switch matrix when the input is sampled. Hence, I_{REF}, I_{+IN}, and I_{-IN} are a series of transient spikes that occur at a frequency dependent on the operating sample rate of the ADC161S626.

I_{REF} changes only slightly with temperature. See the curves, “Reference Current vs. SCLK Frequency” and “Reference Current vs. Temperature” in the *Typical Characteristics* section for additional details.

7.3.2 Sample and Hold

The ADC161S626 has a differential input where the effective input voltage that is digitized is (+IN) − (−IN).

7.3.2.1 Input Settling

When the ADC161S626 enters acquisition (t_{ACQ}) mode at the end of the conversion window, the internal sampling capacitor (C_{SAMPLE}) is connected to the ADC input via an internal switch and a series resistor (R_{SAMPLE}), as shown in Figure 40. Typical values for C_{SAMPLE} and R_{SAMPLE} are 20 pF and 200 ohms respectively. If there is not a large external capacitor (C_{EXT}) at the analog input of the ADC, a voltage spike will be observed at the input pins. This is a result of C_{SAMPLE} and C_{EXT} being at different voltage potentials. The magnitude and direction of the voltage spike depend on the difference between the voltage of C_{SAMPLE} and C_{EXT}. If the voltage at C_{SAMPLE} is greater than the voltage at C_{EXT}, a positive voltage spike will occur. If the opposite is true, a negative voltage spike will occur. It is not critical for the performance of the ADC161S626 to filter out the voltage spike. Rather, ensure that the transient of the spike settles out within t_{ACQ}.

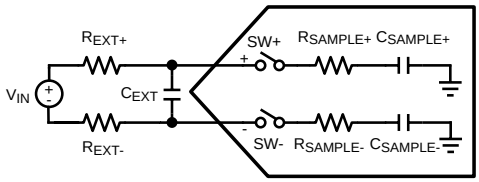


Figure 40. ADC Input Capacitors

7.3.3 Serial Digital Interface

The ADC161S626 communicates via a synchronous 3-wire serial interface as shown in Figure 1 or re-shown in Figure 41 for convenience. $\overline{CS}$, chip select bar, initiates conversions and frames the serial data transfers. SCLK (serial clock) controls both the conversion process and the timing of the serial data. D_{OUT} is the serial data output pin, where a conversion result is sent as a serial data stream, MSB first.

A serial frame is initiated on the falling edge of $\overline{CS}$ and ends on the rising edge of $\overline{CS}$. The ADC161S626's D_{OUT} pin is in a high impedance state when $\overline{CS}$ is high and for the first clock period after $\overline{CS}$ is asserted; D_{OUT} is active for the remainder of time when $\overline{CS}$ is asserted.

The ADC161S626 samples the differential input upon the assertion of $\overline{CS}$. Assertion is defined as bringing the $\overline{CS}$ pin to a logic low state. For the first 17 periods of the SCLK following the assertion of $\overline{CS}$, the ADC161S626 is converting the analog input voltage. On the 18th falling edge of SCLK, the ADC161S626 enters acquisition (t_{ACQ}) mode. For the next three periods of SCLK, the ADC161S626 is operating in acquisition mode where the ADC input is tracking the analog input signal applied across +IN and -IN. During acquisition mode, the ADC161S626 is consuming a minimal amount of power.

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

Feature Description (continued)

The ADC161S626 can enter conversion mode (t_{CONV}) under three different conditions. The first condition involves $\overline{CS}$ going low (asserted) with SCLK high. In this case, the ADC161S626 enters conversion mode on the first falling edge of SCLK after $\overline{CS}$ is asserted. In the second condition, $\overline{CS}$ goes low with SCLK low. Under this condition, the ADC161S626 automatically enters conversion mode and the falling edge of $\overline{CS}$ is seen as the first falling edge of SCLK. In the third condition, $\overline{CS}$ and SCLK go low simultaneously and the ADC161S626 enters conversion mode. While there is no timing restriction with respect to the falling edges of $\overline{CS}$ and SCLK, there are minimum setup and hold time requirements for the falling edge of $\overline{CS}$ with respect to the rising edge of SCLK. See Figure 5 in the *Timing Requirements* section for more information.

7.3.3.1 $\overline{CS}$ Input

The $\overline{CS}$ (chip select bar) input is active low and is CMOS compatible. The ADC161S626 enters conversion mode when $\overline{CS}$ is asserted and the SCLK pin is in a logic low state. When $\overline{CS}$ is high, the ADC161S626 is always in acquisition mode and thus consuming the minimum amount of power. Since $\overline{CS}$ must be asserted to begin a conversion, the sample rate of the ADC161S626 is equal to the assertion rate of $\overline{CS}$.

Proper operation requires that the fall of $\overline{CS}$ not occur simultaneously with a rising edge of SCLK. If the fall of $\overline{CS}$ occurs during the rising edge of SCLK, the data might be clocked out one bit early. Whether or not the data is clocked out early depends upon how close the $\overline{CS}$ transition is to the SCLK transition, the device temperature, and the characteristics of the individual device. To ensure that the MSB is always clocked out at a given time (the 3rd falling edge of SCLK), it is essential that the fall of $\overline{CS}$ always meet the timing requirement specified in the *Timing Requirements* table.

7.3.3.2 SCLK Input

The SCLK (serial clock) is used as the conversion clock to shift out the conversion result. SCLK is CMOS compatible. Internal settling time requirements limit the maximum clock frequency while internal capacitor leakage limits the minimum clock frequency. The ADC161S626 offers ensured performance with the clock rates indicated in the electrical table.

The ADC161S626 enters acquisition mode on the 18th falling edge of SCLK during a conversion frame. Assuming that the LSB is clocked into a controller on the 18th rising edge of SCLK, there is a minimum acquisition time period that must be met before a new conversion frame can begin. Other than the 18th rising edge of SCLK that was used to latch the LSB into a controller, there is no requirement for the SCLK to transition during acquisition mode. Therefore, it is acceptable to idle SCLK after the LSB has been latched into the controller.

7.3.3.3 Data Output

The data output format of the ADC161S626 is two's complement as shown in Figure 42. This figure indicates the ideal output code for a given input voltage and does not include the effects of offset, gain error, linearity errors, or noise. Each data output bit is output on the falling edges of SCLK. D_{OUT} is in a high impedance state for the 1st falling edge of SCLK while the 2nd SCLK falling edge clocks out a leading zero. The 3rd to 18th SCLK falling edges clock out the conversion result, MSB first.

While most receiving systems will capture the digital output bits on the rising edges of SCLK, the falling edges of SCLK may be used to capture the conversion result if the minimum hold time for D_{OUT} is acceptable. See Figure 4 for D_{OUT} hold (t_{DH}) and access (t_{DA}) times.

D_{OUT} is enabled on the second falling edge of SCLK after the assertion of $\overline{CS}$ and is disabled on the rising edge of $\overline{CS}$. If $\overline{CS}$ is raised prior to the 18th falling edge of SCLK, the current conversion is aborted and D_{OUT} will go into its high impedance state. A new conversion will begin when $\overline{CS}$ is driven LOW.

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

Feature Description (continued)

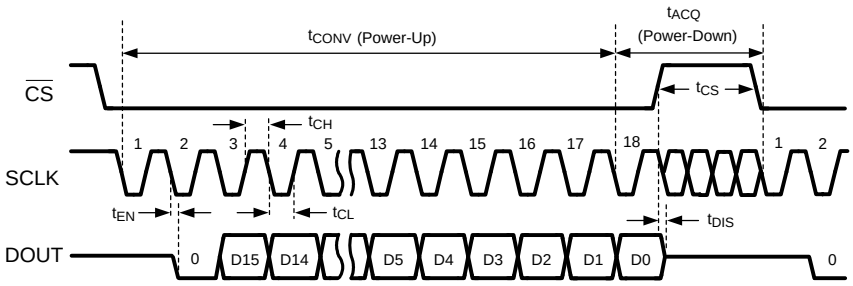


Figure 41. ADC161S626 Single Conversion Timing Diagram

7.4 Device Functional Modes

7.4.1 Differential Input Operation

The transfer curve of the ADC161S626 for a fully differential input signal is shown in Figure 42. A positive full scale output code (0111 1111 1111 1111b or 7FFFh or 32,767d) will be obtained when (+IN) − (−IN) is greater than or equal to (V_{REF} − 1 LSB). A negative full scale code (1000 0000 0000 0000b or 8000h or -32,768d) will be obtained when [(+IN) − (−IN)] is less than or equal to (−V_{REF} + 1 LSB). This ignores gain, offset and linearity errors, which will affect the exact differential input voltage that will determine any given output code.

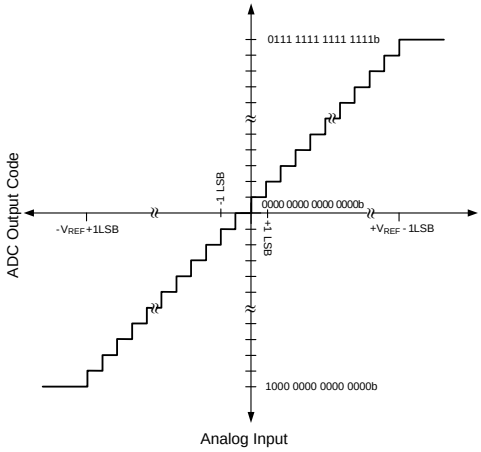


Figure 42. ADC Transfer Curve

Both inputs should be biased at a common mode voltage (V_{CM}), which will be thoroughly discussed in Figure 43 shows the ADC161S626 being driven by a full-scale differential source.

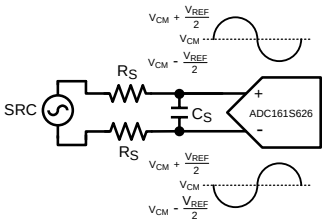


Figure 43. Differential Input

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

Device Functional Modes (continued)

The allowable input common mode voltage (V_{CM}) range depends upon V_A and V_{REF} used for the ADC161S626. The ranges of V_{CM} are depicted in Figure 44 and Figure 46. Note that these figures only apply to a V_A of 5V. Equations for calculating the minimum and maximum V_{CM} for differential and single-ended operations are shown in Figure 44.

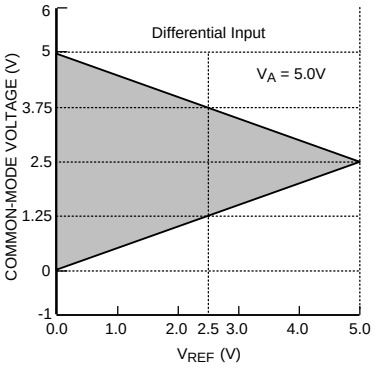


Figure 44. V_{CM} range for Differential Input operation

7.4.2 Single-Ended Input Operation

For single-ended operation, the non-inverting input (+IN) of the ADC161S626 can be driven with a signal that has a peak-to-peak range that is equal to or less than (2 x V_{REF}). The inverting input (−IN) should be biased at a stable V_{CM} that is halfway between these maximum and minimum values. In order to utilize the entire dynamic range of the ADC161S626, V_{REF} is limited to (V_A / 2). This allows +IN a maximum swing range of ground to V_A. Figure 45 shows the ADC161S626 being driven by a full-scale single-ended source.

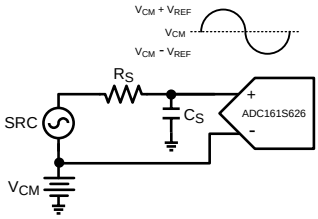


Figure 45. Single-Ended Input

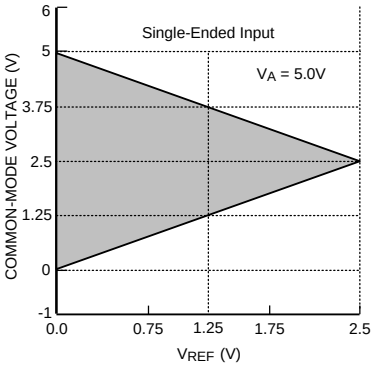


Figure 46. V_{CM} Range for single-Ended Operation

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

Device Functional Modes (continued)

Since the design of the ADC161S626 is optimized for a differential input, the performance degrades slightly when driven with a single-ended input. Linearity characteristics such as INL and DNL typically degrade by 0.1 LSB and dynamic characteristics such as SINAD typically degrade by 2 dB. Note that single-ended operation should only be used if the performance degradation (compared with differential operation) is acceptable.

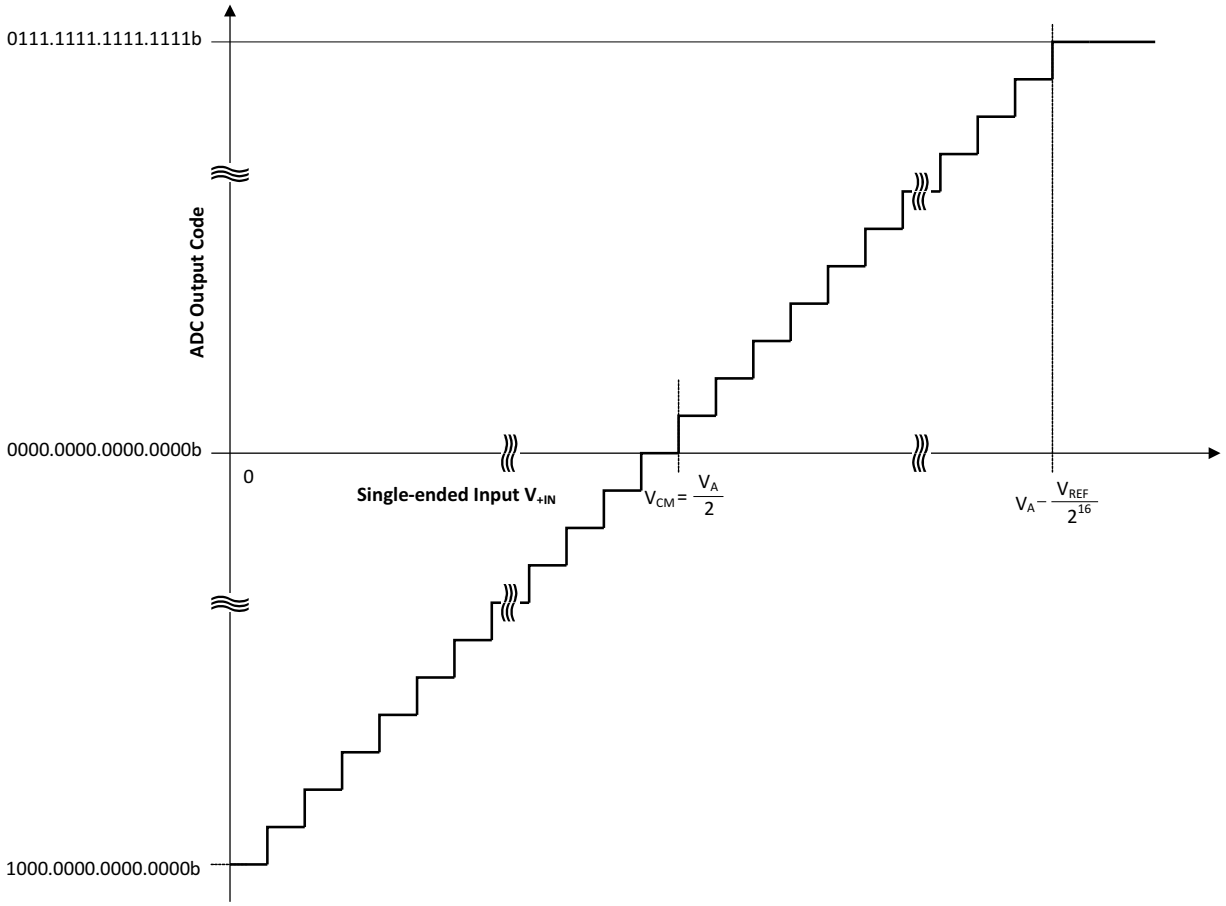


Figure 47. Single-Ended Transfer Characteristic

7.4.3 Short Cycling

Short cycling refers to the process of halting a conversion after the last needed bit is outputted. Short cycling can be used to lower the power consumption in those applications that do not need a full 16-bit resolution, or where an analog signal is being monitored until some condition occurs. In some circumstances, the conversion could be terminated after the first few bits. This will lower power consumption in the converter since the ADC161S626 spends more time in acquisition mode and less time in conversion mode.

Short cycling is accomplished by pulling $\overline{CS}$ high after the last required bit is received from the ADC161S626 output. This is possible because the ADC161S626 places the latest converted data bit on D_{OUT} as it is generated. If only 10-bits of the conversion result are needed, for example, the conversion can be terminated by pulling $\overline{CS}$ high after the 10^{th} bit has been clocked out.

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

Device Functional Modes (continued)

7.4.4 Burst Mode Operation

Normal operation of the ADC161S626 requires the SCLK frequency to be 20 times the sample rate and the $\overline{CS}$ rate to be the same as the sample rate. However, in order to minimize power consumption in applications requiring sample rates below 250 kSPS, the ADC161S626 should be run with an SCLK frequency of 5 MHz and a $\overline{CS}$ rate as slow as the system requires. When this is accomplished, the ADC161S626 is operating in burst mode. The ADC161S626 enters into acquisition mode at the end of each conversion, minimizing power consumption. This causes the converter to spend the longest possible time in acquisition mode. Since power consumption scales directly with conversion rate, minimizing power consumption requires determining the lowest conversion rate that will satisfy the requirements of the system.

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

8 Application and Implementation

NOTE

Information in the following applications sections is not part of the TI component specification, and TI does not warrant its accuracy or completeness. TI's customers are responsible for determining suitability of components for their purposes. Customers should validate and test their design implementation to confirm system functionality.

8.1 Application Information

The following sections outline the design principles of data acquisition system based on the ADC161S626.

8.2 Typical Application

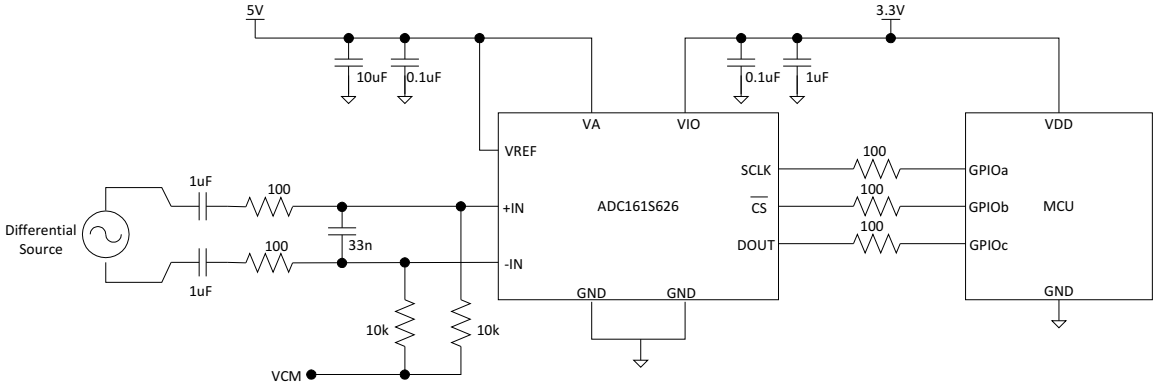


Figure 48. Low Cost, Low Power Data Acquisition System

Figure 48 shows a typical connection diagram for the ADC161S626 operating at V_A of 5 V. V_{REF} is connected to a 2.5-V shunt reference, the LM4020-2.5, to define the analog input range of the ADC161S626 independent of supply variation on the 5-V supply line. The V_{REF} pin should be de-coupled to the ground plane by a 0.1-µF ceramic capacitor and a tantalum capacitor of 10 µF. It is important that the 0.1-µF capacitor be placed as close as possible to the V_{REF} pin while the placement of the tantalum capacitor is less critical. It is also recommended that the V_A and V_{IO} pins of the ADC161S626 be de-coupled to ground by a 0.1-µF ceramic capacitor in parallel with a 10-µF tantalum capacitor.

8.2.1 Design Requirements

A positive supply only data acquisition system capable of digitizing differential signals ranging from –5 V to 5 V ($V_{+IN} – V_{-IN}$), BW = 10 kHz, and a throughput of 250 kSPS (F_S).

The ADC161S626 has to interface to an MCU whose supply is set at 3.3 V.

8.2.2 Detailed Design Procedure

The signal range requirement forces the design to use 5 V as V_{REF} potential. This, in turn, forces the VA to be no less than 5 V as well.

The requirement of interfacing to the MCU which is powered by 3.3-V supply, forces the choice of 3.3 V as a VD supply.

Sampling is in fact a modulation process which may result in aliasing of the input signal, if the input signal is not adequately band limited. In order to avoid the aliasing the Nyquist criterion has to be met:

$$BW_{signal} \leq \frac{F_s}{2} = 125kHz \quad (1)$$

Therefore it is necessary to place an anti-aliasing filter at the input of the ADC. The filter may be single pole low pass filter whose pole location has to satisfy:

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

Typical Application (continued)

$$\frac{1}{2\pi \times R \times C} \leq \frac{F_s}{2} \quad (2)$$

$$R \times C \geq \frac{1}{\pi \times F_s} \quad (3)$$

With Fs = 250 kHz, a good choice for the single pole filter is:

R = 100

C = 33 nF

This reduces the input BW_{signal} = 48 kHz.

The capacitor at the inputs of the device provides not only the filtering of the input signal, but it also absorbs the charge kick-back from the ADC. The kick-back is the result of the internal switches opening at the end of the acquisition period.

The common mode level of the ADC inputs has to be set by the external bias source. The VCM bias has to be isolated from the inputs by a large resistance in order to avoid input signal attenuation.

The VA and VIO sources are already separated in this example, due to the design requirements. This also benefits the overall performance of the ADC, as the potentially noisy VIO supply does not contaminate the VA. In the same vain, further consideration could be given to the SPI interface, especially when the master MCU is capable of producing fast rising edges on the digital bus signals. Inserting small resistances in the digital signal path may help in reducing the ground bounce, and thus improve the overall noise performance of the system.

8.2.3 Application Curve

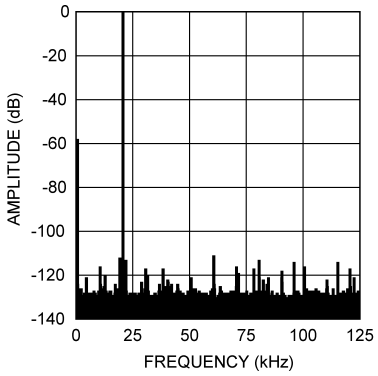


Figure 49. Spectral Response

9 Power Supply Recommendations

9.1 Analog and Digital Power Supplies

Any ADC architecture is sensitive to spikes on the power supply, reference, and ground pins. These spikes may originate from switching power supplies, digital logic, high power devices, and other sources. Power to the ADC161S626 should be clean and well bypassed. A 0.1 µF ceramic bypass capacitor and a 1 µF to 10 µF capacitor should be used to bypass the ADC161S626 supply, with the 0.1 µF capacitor placed as close to the ADC161S626 package as possible.

Since the ADC161S626 has both the V_A and V_{IO} pins, the user has three options on how to connect these pins. The first option is to tie V_A and V_{IO} together and power them with the same power supply. This is the most cost effective way of powering the ADC161S626 but is also the least ideal. As stated previously, noise from V_{IO} can couple into V_A and adversely affect performance. The other two options involve the user powering V_A and V_{IO} with separate supply voltages. These supply voltages can have the same amplitude or they can be different. V_A can be set to any value between +4.5V and +5.5V; while V_{IO} can be set to any value between +2.7V and +5.5V.

Best performance will typically be achieved with V_A operating at 5V and V_{IO} at 3V. Operating V_A at 5V offers the best linearity and dynamic performance when V_{REF} is also set to 5V; while operating V_{IO} at 3V reduces the power consumption of the digital logic. Operating the digital interface at 3V also has the added benefit of decreasing the noise created by charging and discharging the capacitance of the digital interface pins.

9.2 Voltage Reference

The reference source must have a low output impedance and needs to be bypassed with a minimum capacitor value of 0.1 µF. A larger capacitor value of 1 µF to 10 µF placed in parallel with the 0.1 µF is preferred. While the ADC161S626 draws very little current from the reference on average, there are higher instantaneous current spikes at the reference.

V_{REF} of the ADC161S626, like all A/D converters, does not reject noise or voltage variations. Keep this in mind if V_{REF} is derived from the power supply. Any noise and/or ripple from the supply that is not rejected by the external reference circuitry will appear in the digital results. The use of an active reference source is recommended. The LM4040 and LM4050 shunt reference families and the LM4120 and LM4140 series reference families are excellent choices for a reference source.

10 Layout

10.1 Layout Guidelines

Capacitive coupling between the noisy digital circuitry and the sensitive analog circuitry can lead to poor performance. The solution is to keep the analog circuitry separated from the digital circuitry and the clock line as short as possible. Digital circuits create substantial supply and ground current transients. The logic noise generated could have significant impact upon system noise performance. To avoid performance degradation of the ADC161S626 due to supply noise, avoid using the same supply for the V_A and V_{REF} of the ADC161S626 that is used for digital circuitry on the board.

Generally, analog and digital lines should cross each other at 90° to avoid crosstalk. However, to maximize accuracy in high resolution systems, avoid crossing analog and digital lines altogether. It is important to keep clock lines as short as possible and isolated from ALL other lines, including other digital lines. In addition, the clock line should also be treated as a transmission line and be properly terminated. The analog input should be isolated from noisy signal traces to avoid coupling of spurious signals into the input. Any external component (e.g., a filter capacitor) connected between the converter's input pins and ground or to the reference input pin and ground should be connected to a very clean point in the ground plane.

A single, uniform ground plane and the use of split power planes are recommended. The power planes should be located within the same board layer. All analog circuitry (input amplifiers, filters, reference components, etc.) should be placed over the analog power plane. All digital circuitry should be placed over the digital power plane. Furthermore, the GND pins on the ADC161S626 and all the components in the reference circuitry and input signal chain that are connected to ground should be connected to the ground plane at a quiet point. Avoid connecting these points too close to the ground point of a microprocessor, microcontroller, digital signal processor, or other high power digital device.

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

Layout Guidelines (continued)

For best performance, care should be taken with the physical layout of the printed circuit board. This is especially true with a low V_{REF} or when the conversion rate is high. At high clock rates there is less time for settling, so it is important that any noise settles out before the conversion begins.

10.2 Layout Example

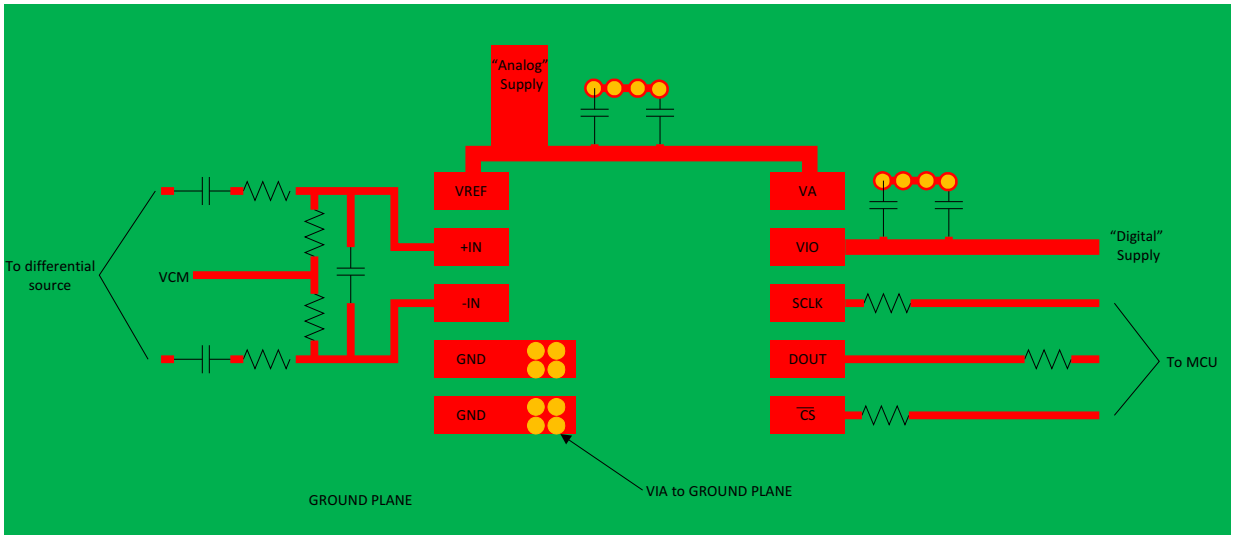


Figure 50. PCB Layout Example

11 Device and Documentation Support

11.1 Device Support

11.1.1 Specification Definitions

APERTURE DELAY is the time between the first falling edge of SCLK and the time when the input signal is sampled for conversion.

COMMON MODE REJECTION RATIO (CMRR) is a measure of how well in-phase signals common to both input pins are rejected.

To calculate CMRR, the change in output offset is measured while the common mode input voltage is changed from 2V to 3V.

$$\text{CMRR} = 20 \text{ LOG } (\Delta \text{ Common Input} / \Delta \text{ Output Offset}) \quad (4)$$

CONVERSION TIME is the time required, after the input voltage is acquired, for the ADC to convert the input voltage to a digital word.

DIFFERENTIAL NON-LINEARITY (DNL) is the measure of the maximum deviation from the ideal step size of 1 LSB.

DUTY CYCLE is the ratio of the time that a repetitive digital waveform is high to the total time of one period. The specification here refers to the SCLK.

EFFECTIVE NUMBER OF BITS (ENOB, or EFFECTIVE BITS) is another method of specifying Signal-to-Noise and Distortion or SINAD. ENOB is defined as (SINAD − 1.76) / 6.02 and says that the converter is equivalent to a perfect ADC of this (ENOB) number of bits.

FULL POWER BANDWIDTH is a measure of the frequency at which the reconstructed output fundamental drops 3 dB below its low frequency value for a full scale input.

GAIN ERROR is the deviation from the ideal slope of the transfer function. It is the difference between Positive Full-Scale Error and Negative Full-Scale Error and can be calculated as:

$$\text{Gain Error} = \text{Positive Full-Scale Error} - \text{Negative Full-Scale Error} \quad (5)$$

INTEGRAL NON-LINEARITY (INL) is a measure of the deviation of each individual code from a line drawn from ½ LSB below the first code transition through ½ LSB above the last code transition. The deviation of any given code from this straight line is measured from the center of that code value.

MISSING CODES are those output codes that will never appear at the ADC outputs. The ADC161S626 is ensured not to have any missing codes.

NEGATIVE FULL-SCALE ERROR is the difference between the differential input voltage at which the output code transitions from code 0x8001h to 0x8000h and $-V_{REF}$ + 1 LSB.

NEGATIVE GAIN ERROR is the difference between the negative full-scale error and the offset error.

OFFSET ERROR is the difference between the differential input voltage at which the output code transitions from code 0x0000h to 0x0001h and 1 LSB.

POSITIVE FULL-SCALE ERROR is the difference between the differential input voltage at which the output code transitions from code 0xFFFEh to 0xFFFFh and V_{REF} - 1 LSB.

POSITIVE GAIN ERROR is the difference between the positive full-scale error and the offset error.

POWER SUPPLY REJECTION RATIO (PSRR) is a measure of how well a change in the analog supply voltage is rejected. PSRR is calculated from the ratio of the change in offset error for a given change in supply voltage, expressed in dB. For the ADC161S626, V_A is changed from 4.5V to 5.5V.

$$\text{PSRR} = 20 \text{ LOG } (\Delta\text{Output Offset} / \Delta V_A) \quad (6)$$

SIGNAL TO NOISE PLUS DISTORTION (S/N+D or SINAD) is the ratio, expressed in dB, of the rms value of the input signal to the rms value of all of the other spectral components below one-half the sampling frequency, including harmonics but excluding d.c.

SIGNAL TO NOISE RATIO (SNR) is the ratio, expressed in dB, of the rms value of the input signal to the rms value of the sum of all other spectral components below one-half the sampling frequency, not

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

Device Support (continued)

including harmonics or d.c.

SPURIOUS FREE DYNAMIC RANGE (SFDR) is the difference, expressed in dB, between the desired signal amplitude to the amplitude of the peak spurious spectral component below one-half the sampling frequency, where a spurious spectral component is any signal present in the output spectrum that is not present at the input and may or may not be a harmonic.

THROUGHPUT TIME is the minimum time required between the start of two successive conversion.

TOTAL HARMONIC DISTORTION (THD) is the ratio of the rms total of the first five harmonic components at the output to the rms level of the input signal frequency as seen at the output, expressed in dB. THD is calculated as

$$THD = 20 \times \log_{10} \sqrt{\frac{A_{f2}^2 + \ldots + A_{f6}^2}{A_{f1}^2}} \quad (7)$$

where

- A_{f1} is the RMS power of the input frequency at the output
- A_{f2} through A_{f6} are the RMS power in the first 5 harmonic frequencies.

11.2 Trademarks

QSPI is a trademark of Motorola.
MICROWIRE is a trademark of National Semiconductor Corp.
All other trademarks are the property of their respective owners.

11.3 Electrostatic Discharge Caution

These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

11.4 Glossary

SLYZ022 — *TI Glossary*.

This glossary lists and explains terms, acronyms, and definitions.

12 Mechanical, Packaging, and Orderable Information

The following pages include mechanical, packaging, and orderable information. This information is the most current data available for the designated devices. This data is subject to change without notice and revision of this document. For browser-based versions of this data sheet, refer to the left-hand navigation.

Copyright © 2008–2014, Texas Instruments Incorporated

D.9 Capteur de gaz NO-AE

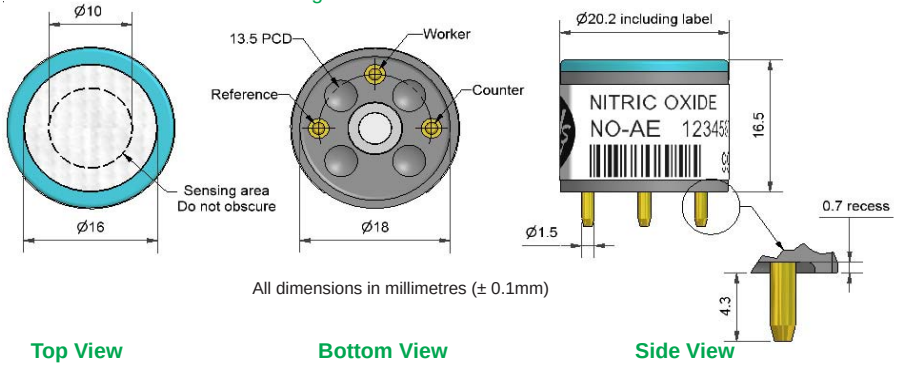
NO-AE Nitric Oxide Sensor

High Concentration

PATENTED

Technical Specification

Figure 1 NO-AE Schematic Diagram



All dimensions in millimetres (± 0.1mm)

Top View Bottom View Side View

PERFORMANCE	Sensitivity	nA/ppm in 250ppm NO	40 to 80
	Response time	t_{90} (s) from zero to 250ppm NO	< 75
	Zero current	ppm equivalent in zero air	0 to 15
	Resolution	RMS noise (ppm equivalent)	< 1
	Range	ppm NO limit of performance warranty	5,000
	Linearity	ppm error at full scale, linear at zero and 1000ppm NO	< 250
	Overgas limit	maximum ppm for stable response to gas pulse	10,000
LIFETIME	Zero drift	ppm equivalent change/year in lab air	nd
	Sensitivity drift	% change/year in lab air, monthly test	nd
	Operating life	months until 80% original signal (24 month warranted)	> 24
ENVIRONMENTAL			
	Sensitivity @ -20°C	% (output @ -20°C/output @ 20°C) @ 50ppm	65 to 90
	Sensitivity @ 50°C	% (output @ 50°C/output @ 20°C) @ 50ppm	103 to 112
	Zero @ -20°C	ppm equivalent change from 20°C	< 0 to -3
	Zero @ 50°C	ppm equivalent change from 20°C	< 10 to 40
CROSS SENSITIVITY	H_2S sensitivity	% measured gas @ 20ppm H_2S	< 50
	NO_2 sensitivity	% measured gas @ 50ppm NO_2	< 20
	Cl_2 sensitivity	% measured gas @ 10ppm Cl_2	< 25
	SO_2 sensitivity	% measured gas @ 20ppm SO_2	< 5
	CO sensitivity	% measured gas @ 400ppm CO	< 0.1
	H_2 sensitivity	% measured gas @ 400ppm H_2	< 0.1
	C_2H_4 sensitivity	% measured gas @ 400ppm C_2H_4	< 0.1
	NH_3 sensitivity	% measured gas @ 20ppm NH_3	< 0.1
	CO_2 sensitivity	% measured gas @ 5% Vol CO_2	< 0.1
KEY SPECIFICATIONS			
	Temperature range	°C	-30 to +50
	Pressure range	kPa	80 to 120
	Humidity range	% rh continuous	15 to 90
	Storage period	months @ 3 to 20°C (stored in sealed pot)	6
	Bias voltage	mV (working electrode potential is above ground)	+300
	Load resistor	Ω (recommended)	10 to 47
	Weight	g	< 6

At the end of the product's life, do not dispose of any electronic sensor, component or instrument in the domestic waste, but contact the instrument manufacturer, Alphasense or its distributor for disposal instructions.

NOTE: all sensors are tested at ambient environmental conditions, with 10 ohm load resistor, unless otherwise stated. As applications of use are outside our control, the information provided is given without legal responsibility. Customers should test under their own conditions, to ensure that the sensors are suitable for their own requirements.

Alphasense Ltd, Sensor Technology House, 300 Avenue West, Skyline 120, Great Notley. CM77 7AA. UK
Telephone: +44 (0) 1376 556 700 Fax: +44 (0) 1376 335 899 E-mail: sensors@alphasense.com Website: www.alphasense.com

NO-AE Performance Data

Technical Specification

Figure 2 Sensitivity Temperature Dependence

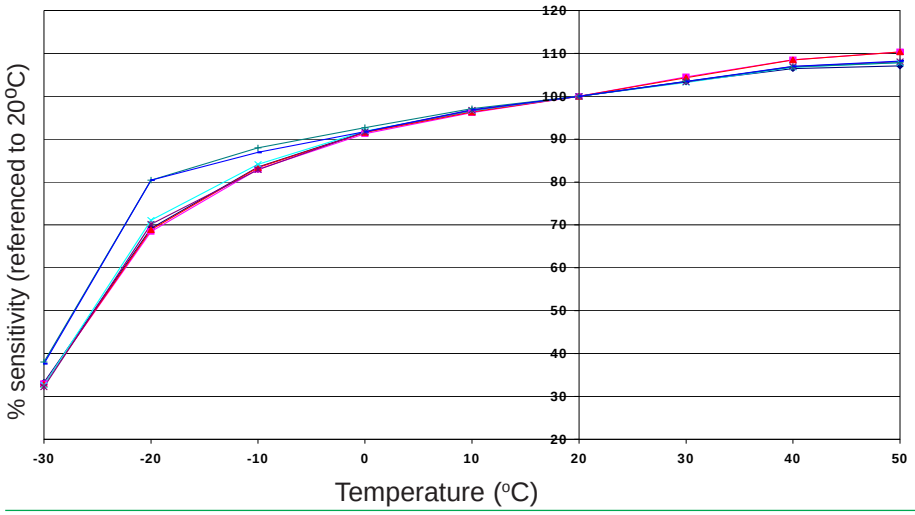


Figure 2 shows the variation in sensitivity caused by changes in temperature.

This data is taken from a typical batch of sensors.

Figure 3 Zero Temperature Dependence

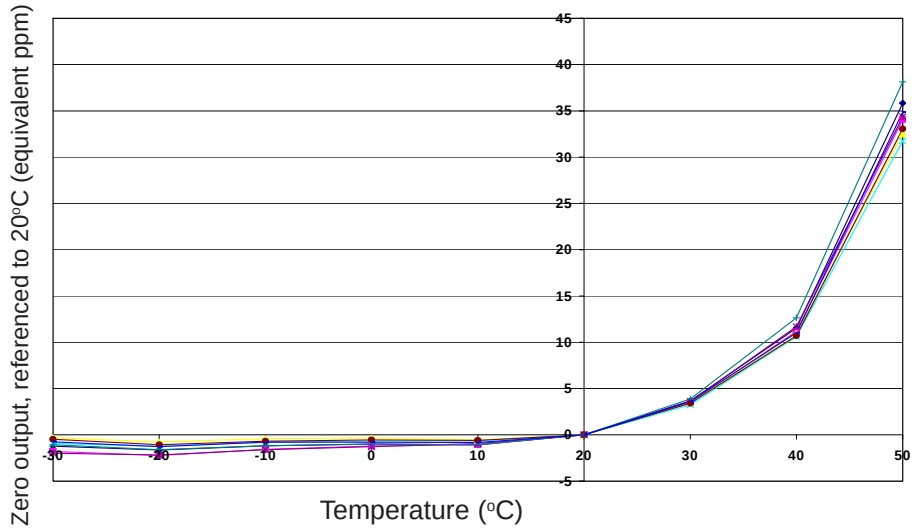
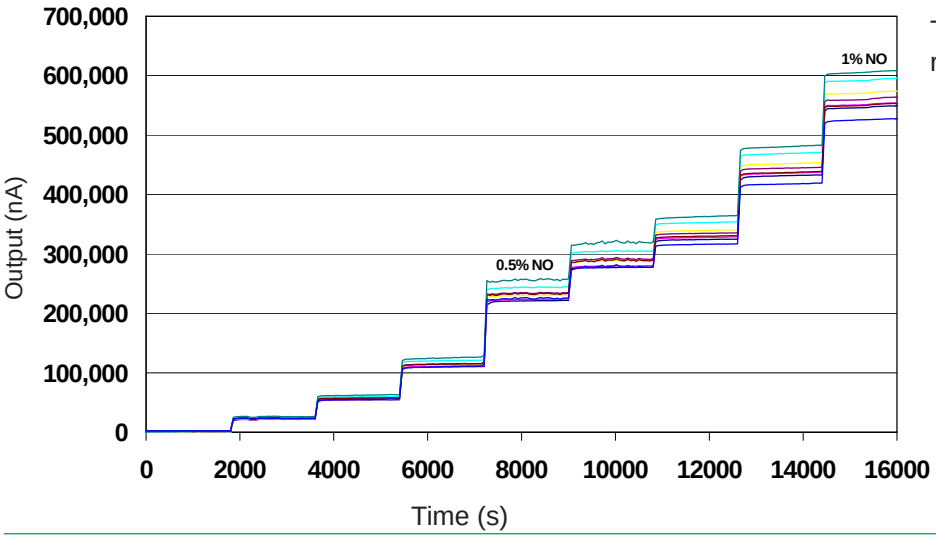


Figure 3 shows the variation in zero output caused by changes in temperature, expressed as ppm gas equivalent, referenced to zero at 20°C.

This data is taken from a typical batch of sensors.

Figure 4 Response up to 1% NO



The NO-AE shows fast, stable response from 0 to 1% NO.

For further information on the performance of this sensor, on other sensors in the range or any other subject, please contact Alphasense Ltd. For Application Notes visit "www.alphasense.com".

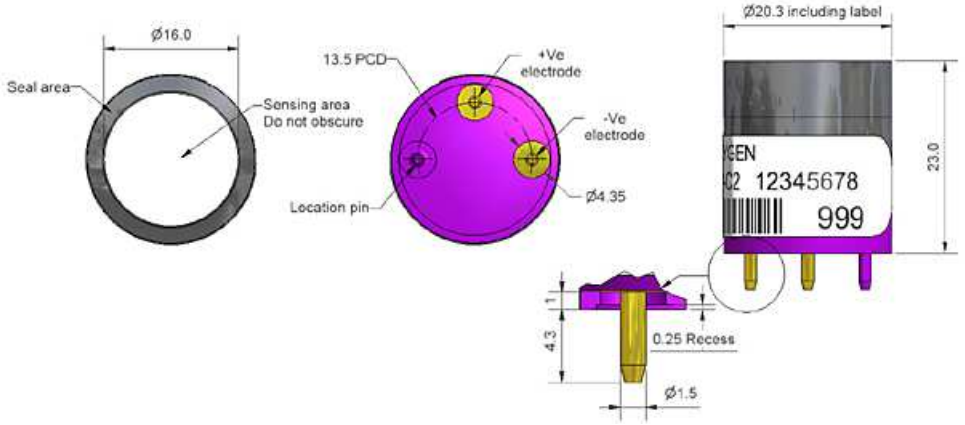
In the interest of continued product improvement, we reserve the right to change design features and specifications without prior notification. The data contained in this document is for guidance only. Alphasense Ltd accepts no liability for any consequential losses, injury or damage resulting from the use of this document or the information contained within. (©ALPHASENSE LTD) Doc. Ref. NOAE/JAN12

D.10 Capteur de gaz O2-C2

Technical Specification

O2-C2 Oxygen Sensor

Figure 1 O2-C2 Schematic Diagram



All dimensions in millimetres (± 0.15mm)

Top View **Bottom View** **Side View**

Our (patent pending) O2-C2 includes protection from the rough environment of flue gases, necessary for long sensor lifetime.

PERFORMANCE

Output	µA @ 20.9% O_2	80 to 120
Response time	t_{90} (s) from 20.9% to 0% O_2	< 50
Zero current	µA in N_2	< 2.5
Linearity	% O_2 deviation @ 10% O_2	-0.6

LIFETIME

Output drift	% change in output @ 3 months	< 1
Operating life	months until 85% original output of 20.9% O_2	> 24

ENVIRONMENTAL

Humidity sensitivity	% O_2 change: 0% to 95% rh @ 40°C	< 0.7
CO_2 sensitivity	(% change O_2 reading) / % CO_2 @ 5% CO_2	0.1
Pressure sensitivity	(% change of output)/(% change of pressure) @ 20kPa	< 0.1

KEY SPECIFICATIONS

Temperature range	°C	-30 to 55
Pressure range	kPa	80 to 120
Humidity range	% rh non-condensing (0 to 99% rh short term)	5 to 95
Storage period	months @ 3 to 20°C (store in sealed pot, open circuit)	6
Load resistor	Ω (recommended)	47 to 100
Weight	g	<18

At the end of the product's life, do not dispose of any electronic sensor, component or instrument in the domestic waste, but contact the instrument manufacturer, Alphasense or its distributor for disposal instructions.

NOTE: all sensors are tested at ambient environmental conditions, with 47 ohm load resistor, unless otherwise stated. As applications of use are outside our control, the information provided is given without legal responsibility. Customers should test under their own conditions, to ensure that the sensors are suitable for their own requirements.

Alphasense Ltd, Sensor Technology House, 300 Avenue West, Skyline 120, Great Notley. CM77 7AA. UK
Telephone: +44 (0) 1376 556 700 Fax: +44 (0) 1376 335 899 E-mail: sensors@alphasense.com Website: www.alphasense.com

O2-C2 Performance Data

Technical Specification

Figure 2 Temperature Dependence in Air

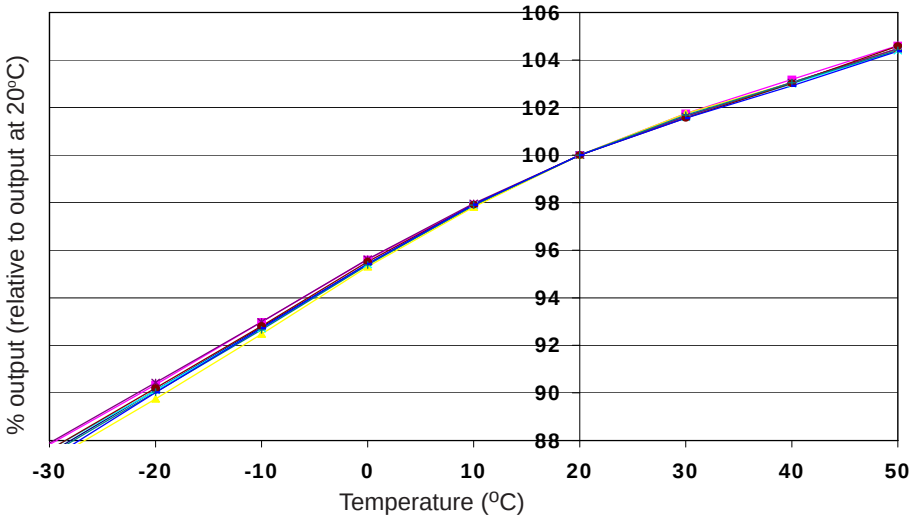
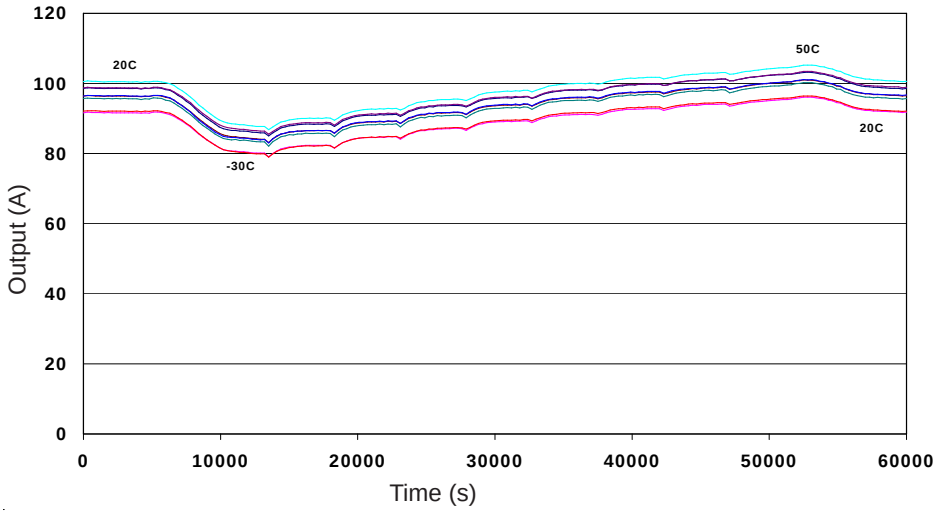


Figure 2 shows the very repeatable variation in sensitivity caused by changes in temperature.

This data is taken from a typical batch of sensors.

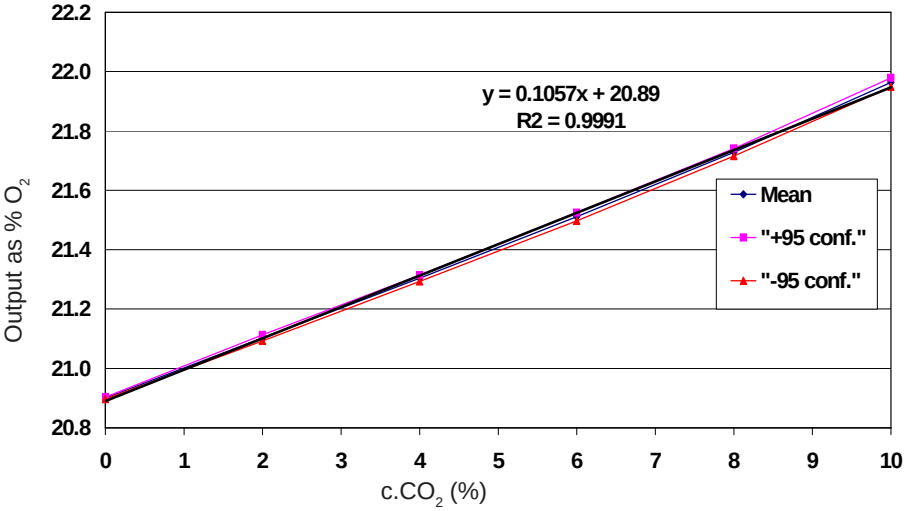
Figure 3 Thermal Transient Performance



This time trace follows eight sensors' progress as they are first cooled to -30°C, then thermally stepped to +50°C before finally returning to 20°C.

As the O2-C2 experiences rapid temperature changes. The lack of thermal transients avoids false alarms, even when cooled from +20°C to -30°C.

Figure 4 Carbon Dioxide Response



Carbon dioxide increases the diffusion rate of oxygen, increasing the apparent oxygen concentration.

When oxygen concentration is held constant, CO_2 increases the oxygen signal by 10.6% of the CO_2 concentration.

For further information on the performance of this sensor, on other sensors in the range or any other subject, please contact Alphasense Ltd. For Application Notes visit "www.alphasense.com".

In the interest of continued product improvement, we reserve the right to change design features and specifications without prior notification. The data contained in this document is for guidance only. Alphasense Ltd accepts no liability for any consequential losses, injury or damage resulting from the use of this document or the information contained within. (©ALPHASENSE LTD) Doc. Ref. O2-C2/SEPT15

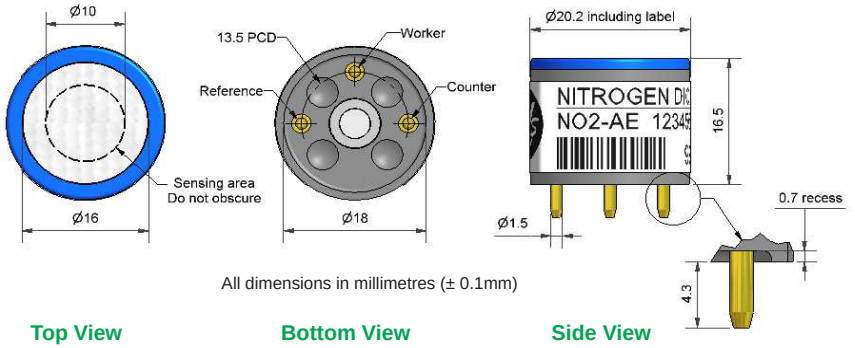
D.11 Capteur de gaz NO2-AE

NO2-AE Nitrogen Dioxide Sensor
High Concentration

Technical Specification

Figure 1 NO2-AE Schematic Diagram

PATENT PENDING



All dimensions in millimetres (± 0.1mm)

Top View | Bottom View | Side View

PERFORMANCE	Sensitivity	nA/ppm @ 20°Cin 10ppm NO_2 (33Ω Load Resistor)	-70 to -170
	Response time	t_{90} (s) from zero to 10ppm NO_2 (33Ω Load Resistor)	< 40
	Zero current	ppm equivalent in zero air	< ± 1.5
	Resolution	RMS noise (ppm equivalent) (33Ω)	< 0.1
	Range	ppm limit of performance warranty	200
	Linearity	ppm error at 200ppm, linear at 30 and 100ppm NO_2	< 2 to 11
	Overgas limit	maximum ppm for stable response to 10 minute gas pulse	> 1,000
LIFETIME	Zero drift	ppm equivalent change/year in lab air	nd
	Sensitivitydrift	% change/month in lab air, twice monthly gassing	< 2
	Operating life	months until 80% original signal (24 month warranted)	> 24
ENVIRONMENTAL			
	Sensitivity @ -20°C	% (output @ -20°C/output @ 20°C) @10ppm NO_2	75 to 95
	Sensitivity @ 50°C	% (output @ 40°C/output @ 20°C) @ 10ppm NO_2	98 to 110
	Zero @ -20°C	ppm equivalent	< ± 0.5
	Zero @ 50°C	ppm equivalent	< 0 to -5

CROSS SENSITIVITY	CO sensitivity	% measured gas @ 400ppm	CO	< 3.5
	NO sensitivity	% measured gas @ 50ppm	NO	< 2
	SO_2 sensitivity	% measured gas @ 20ppm	SO_2	< -30
	Cl_2 sensitivity	% measured gas @ 5ppm	Cl_2	< 90
	H_2 sensitivity	% measured gas @ 400ppm	H_2	< -0.8
	H_2S sensitivity	% measured gas @ 200ppm	H_2S	< -220
	C_2H_4 sensitivity	% measured gas @ 400ppm	C_2H_4	< 0.1
	NH_3 sensitivity	% measured gas @ 20ppm	NH_3	< -1
	CO_2 sensitivity	% measured gas @ 5% volume	CO_2	0
	O_3 sensitivity	% measured gas @ 100ppb	O_3	< 120

KEY SPECIFICATIONS			
	Temperature range	°C	-20 to 50
	Pressure range	kPa	80 to 120
	Humidity range	% rh continuous	15 to 90
	Storage period	months @ 3 to 20°C (stored in sealed pot)	6
	Load resistor	Ω (for optimum performance)	33
	Weight	g	< 6

At the end of the product's life, do not dispose of any electronic sensor, component or instrument in the domestic waste, but contact the instrument manufacturer, Alphasense or its distributor for disposal instructions.

NOTE: all sensors are tested at ambient environmental conditions, with 10 ohm load resistor, unless otherwise stated. As applications of use are outside our control, the information provided is given without legal responsibility. Customers should test under their own conditions, to ensure that the sensors are suitable for their own requirements.

Alphasense Ltd, Sensor Technology House, 300 Avenue West, Skyline 120, Great Notley. CM77 7AA. UK
Telephone: +44 (0) 1376 556 700 Fax: +44 (0) 1371 335 899 E-mail: sensors@alphasense.com Website: www.alphasense.com

NO2-AE Performance Data

Technical Specification

Figure 2 Sensitivity Temperature Dependence

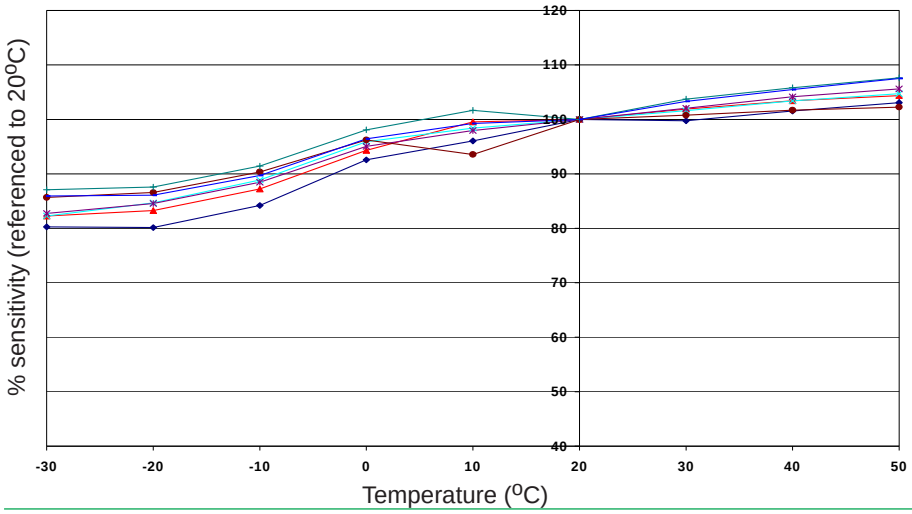


Figure 2 shows the variation in sensitivity caused by changes in temperature.

This data is taken from a typical batch of sensors.

Figure 3 Zero Temperature Dependence

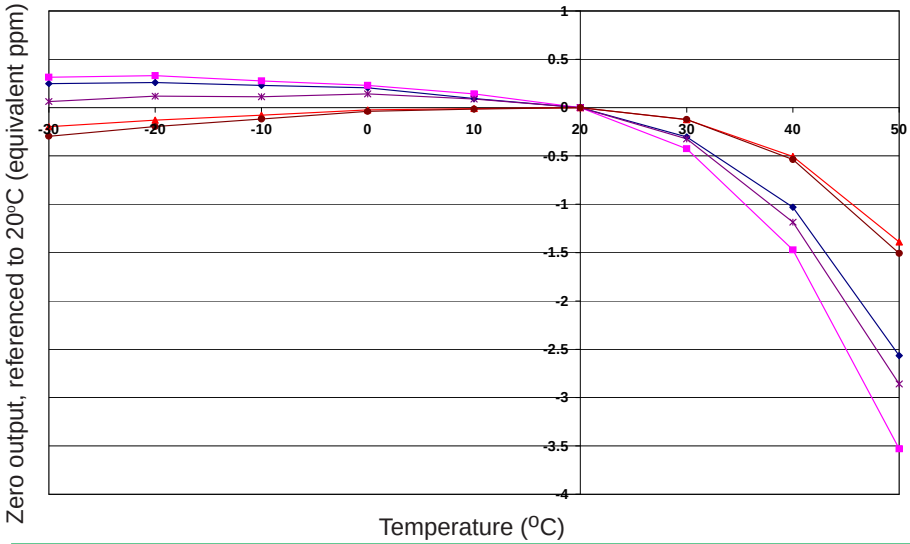


Figure 3 shows the variation in zero output caused by changes in temperature, expressed as ppm gas equivalent, referenced to zero at 20°C.

This data is taken from a typical batch of sensors.

Figure 4 Linearity to 200ppm NO_2

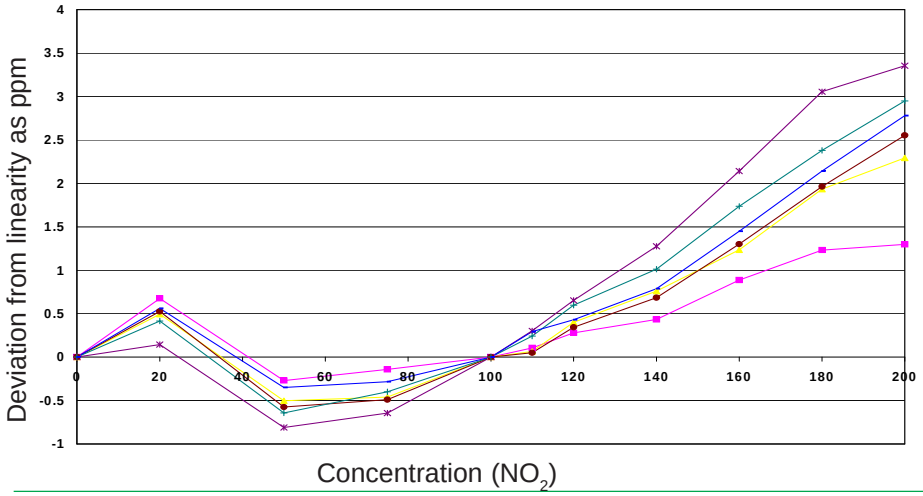


Figure 4 shows excellent and repeatable linearity to 200ppm NO_2 which allows this sensor to be used at high concentrations.

For further information on the performance of this sensor, on other sensors in the range or any other subject, please contact Alphasense Ltd. or visit our web site at "www.alphasense.com"

In the interest of continued product improvement, we reserve the right to change design features and specifications without prior notification. The data contained in this document is for guidance only. Alphasense Ltd accepts no liability for any consequential losses, injury or damage resulting from the use of this document or the information contained within it. (©ALPHASENSE LTD) Doc. Ref. NO2AE/MAR17

SENSIRION
THE SENSOR COMPANY

Datasheet SHT21

Humidity and Temperature Sensor IC

- Fully calibrated
- Digital output, I²C interface
- Low power consumption
- Excellent long-term stability
- DFN type package – reflow solderable

Product Summary

The SHT21 humidity and temperature sensor of Sensirion has become an industry standard in terms of form factor and intelligence: Embedded in a reflow solderable Dual Flat No leads (DFN) package of 3 x 3mm foot print and 1.1mm height it provides calibrated, linearized sensor signals in digital, I²C format.

The SHT2x sensors contain a capacitive type humidity sensor, a band gap temperature sensor and specialized analog and digital integrated circuit – all on a single CMOSens® chip. This yields in an unmatched sensor performance in terms of accuracy and stability as well as minimal power consumption.

Every sensor is individually calibrated and tested. Lot identification is printed on the sensor and an electronic identification code is stored on the chip – which can be read out by command. Furthermore, the resolution of SHT2x can be changed by command (8/12bit up to 12/14bit for RH/T) and a checksum helps to improve communication reliability.

With this set of features and the proven reliability and long-term stability, the SHT2x sensors offer an outstanding performance-to-price ratio. For testing SHT2x two evaluation kits EK-H4 and EK-H5 are available.

Dimensions

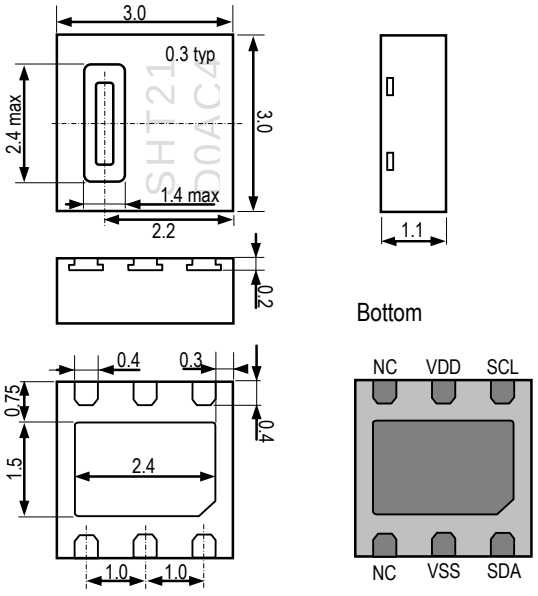


Figure 1: Drawing of SHT21 sensor package, dimensions are given in mm (1mm = 0.039inch), tolerances are ±0.1mm. The die pad (center pad) is internally connected to VSS. The NC pads must be left floating. VSS = GND, SDA = DATA. Numbering of E/O pads starts at lower right corner (indicated by notch in die pad) and goes clockwise (compare Table 2).

Sensor Chip

SHT21 features a generation 4C CMOSens® chip. Besides the capacitive relative humidity sensor and the band gap temperature sensor, the chip contains an amplifier, A/D converter, OTP memory and a digital processing unit.

Material Contents

While the sensor itself is made of Silicon the sensors' housing consists of a plated Cu lead-frame and green epoxy-based mold compound. The device is fully RoHS and WEEE compliant, e.g. free of Pb, Cd and Hg.

Additional Information and Evaluation Kits

Additional information such as Application Notes is available from the web page www.sensirion.com/sht21. For more information please contact Sensirion via info@sensirion.com.

For SHT2x two Evaluation Kits are available: EK-H4, a four-channel device with Viewer Software, that also serves for data-logging, and a simple EK-H5 directly connecting one sensor via USB port to a computer.

Sensor Performance

Relative Humidity

Parameter	Condition	Value	Units
Resolution [1]	12 bit	0.04	%RH
	8 bit	0.7	%RH
Accuracy tolerance [2]	typ	±2	%RH
	max	see Figure 2	%RH
Repeatability		±0.1	%RH
Hysteresis		±1	%RH
Nonlinearity		<0.1	%RH
Response time [3]	τ 63%	8	s
Operating Range	extended [4]	0 to 100	%RH
Long Term Drift [5]	Typ.	< 0.25	%RH/yr

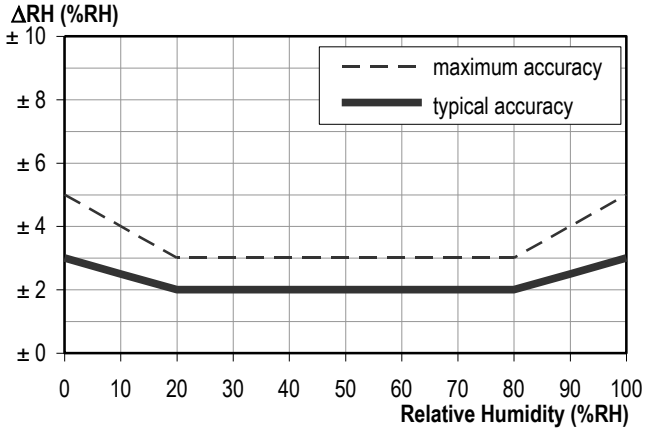


Figure 2 Typical and maximal tolerance at 25°C for relative humidity. For extensive information see Users Guide, Sect. 1.2.

Temperature

Parameter	Condition	Value	Units
Resolution [1]	14 bit	0.01	°C
	12 bit	0.04	°C
Accuracy tolerance [2]	typ	±0.3	°C
	max	see Figure 3	
Repeatability		±0.1	°C
Operating Range	extended [4]	-40 to 125	°C
Response Time [7]	τ 63%	5 to 30	s
Long Term Drift [8]	Typ.	< 0.02	°C/yr

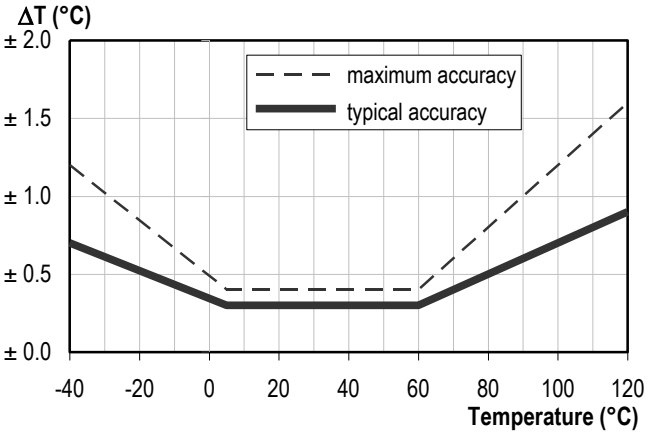


Figure 3 Typical and maximal tolerance for temperature sensor in °C.

Electrical Specification

Parameter	Condition	min	typ	max	Units
Supply Voltage, VDD		2.1	3.0	3.6	V
Supply Current, IDD [6]	sleep mode		0.15	0.4	µA
	measuring	200	300	330	µA
Power Dissipation [6]	sleep mode		0.5	1.2	µW
	measuring	0.6	0.9	1.0	mW
	average 8bit		3.2		µW
Heater	VDD = 3.0 V	5.5mW, ΔT = + 0.5-1.5°C			
Communication	digital 2-wire interface, I²C protocol				

Table 1 Electrical specification. For absolute maximum values see Section 4.1 of Users Guide.

Packaging Information

Sensor Type	Packaging	Quantity	Order Number
SHT21	Tape & Reel	400	1-100707-01
	Tape & Reel	1500	1-100645-01
	Tape & Reel	5000	1-100694-01

This datasheet is subject to change and may be amended without prior notice

[1] Default measurement resolution is 14bit (temperature) / 12bit (humidity). It can be reduced to 12/8bit, 11/11bit or 13/10bit by command to user register.

[2] Accuracies are tested at Outgoing Quality Control at 25°C and 3.0V. Values exclude hysteresis and long term drift and are applicable to non-condensing environments only.

[3] Time for achieving 63% of a step function, valid at 25°C and 1m/s airflow.

[4] Normal operating range: 0-80%RH, beyond this limit sensor may read a reversible offset with slow kinetics (+3%RH after 60h at humidity >80%RH). For more details please see Section 1.1 of the Users Guide.

[5] Typical value for operation in normal RH/T operating range. Max. value is < 0.5 %RH/y. Value may be higher in environments with vaporized solvents, out-gassing tapes, adhesives, packaging materials, etc. For more details please refer to Handling Instructions.

[6] Min and max values of Supply Current and Power Dissipation are based on fixed VDD = 3.0V and T<60°C. The average value is based on one 8bit measurement per second.

[7] Response time depends on heat conductivity of sensor substrate.

[8] Max. value is < 0.04°C/y.

D.13 Capteur de gaz COZIR Wide Range 20% CO_2

DataSheet: COZIR™

Ultra Low Power Carbon Dioxide Sensor

COZIR is an ultra low power (3.5mW[4]), high performance CO_2 sensor, ideally suited for battery operation, portable instruments and HVAC. Based on GSS IR LED and Detector technology, and innovative optical designs, the *COZIR* offers the lowest power NDIR sensor available. *COZIR* is a third generation product from GSS – leaders in IR LED CO2 sensing.

- Ultra-low Power 3.5mW
- Measurement ranges from 5% to 100%
- 3.3V supply
- Peak current only 33mA

Models

- GC-0016: 0-100%
- GC-0007: 0-60%
- GC-0006: 0-20%
- GC-0015: 0-5%

CO2Meter.com
CO2 Measurement Specialists

131 Business Center Drive
Ormond Beach, FL 32174
(386) 872-7665 Sales
(386) 256-4910 Support
www.CO2Meter.com
Sales@CO2Meter.com

Specifications

General Performance

Warm-up Time

•< 10s

Operating Conditions

• 0°C to 50°C (standard)
• -25°C to 55°C (extended range, optional)
• 0 to 95% RH, non-condensing

Recommended Storage

• -30°C to +70°C

CO2 Measurement

Sensing Method

• Non-dispersive infrared (NDIR) absorption
• Patented Gold-plated optics
• Patented Solid-state source and detector

Sample Method

• Diffusion

Measurement Range

• 0-5%,0-20%,0-65%,0-100%

Accuracy

• ±70 ppm +/- 5% of reading[1]

Non Linearity

• < 1% of FS

Pressure Dependence

• 0.13% of reading per mm Hg

Operating Pressure Range

• 950 mBar to 40 Bar[2]

Response Time

- 4 secs to 2 mins (user Configurable)[3]
- Reading refreshed twice per second.[3]

Electrical/Mechanical

Power Input

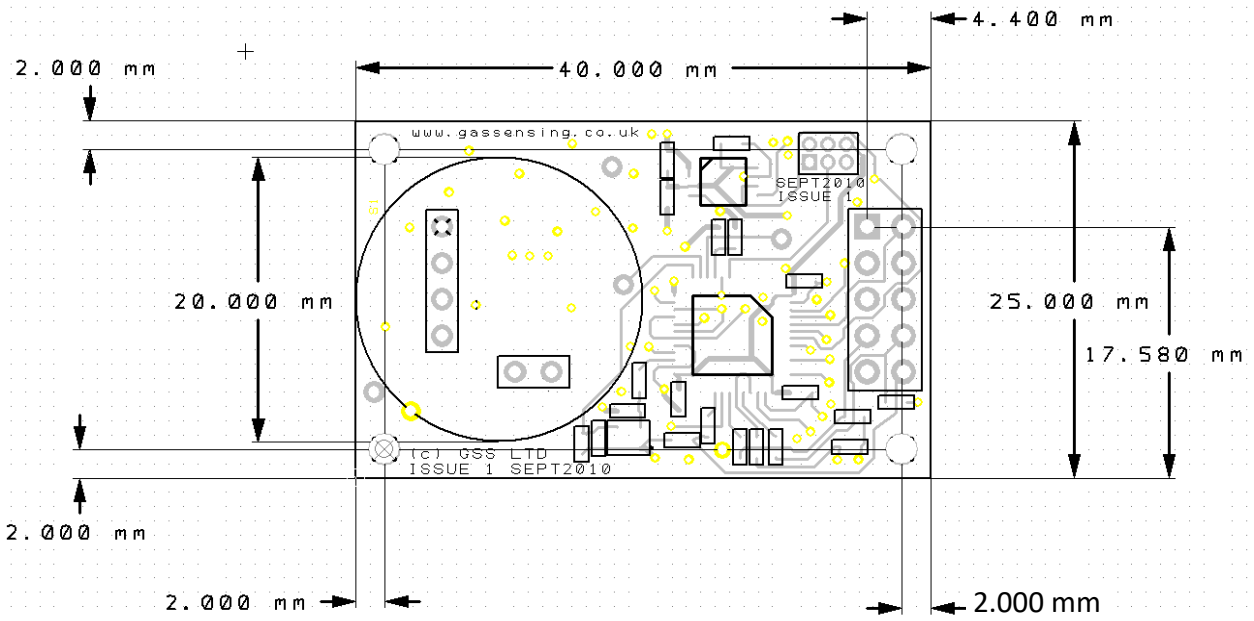
- 3.2V to 3.4V (3.3V recommended).
- Peak Current 33mA[4].
- Average Current <1.5mA[4].

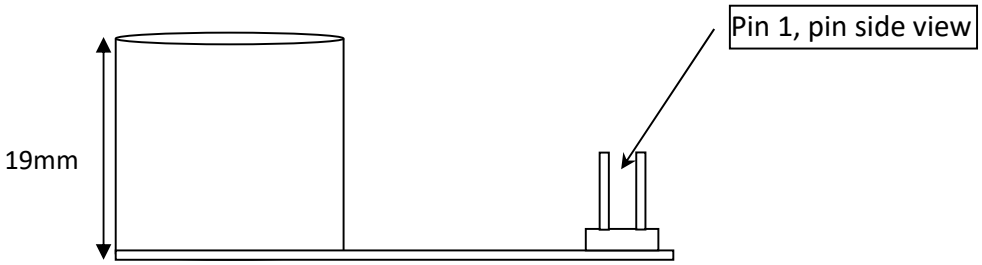
Power Consumption

- 3.5 mW[4]

Dimensions and Wiring Connections

- 2x5 0.1” header. Pin 1 is identified on the dimensional drawing.





Function	**Pin #**	**Pin #**	Function
0V	**1**	**2**	N/C
+3.3V	**3**	**4**	0V
Sensor Rx (in)	**5**	**6**	0V
Sensor Tx (out)	**7**	**8**	Zero N
Analogue O/P	**9**	**10**	Zero Air

Pin 2 should not be connected. Pins 4 and 6 do not require connection and are internally connected to GND.

The zeroing options are for hardware zeroing (both active low). These functions can also be implemented by sending a serial command (recommended).

Typical connections for digital interface are GND, 3.3V, Rx and Tx. Note that the Vh for the serial Tx line will be 3V regardless of the supply voltage.

The analog (voltage) output is available only for CO2 measurements with this sensor.

Note 1: All measurements are at STP unless otherwise stated.
Note 2: External Pressure calibration required to eliminate pressure dependence.
Note 3: User Configurable Filter Response.
Note 4: Power measurements for standard CO2 sensor with 2 readings per second. Temperature and humidity measurements increase the power consumption.
Note 5: Temperature and Humidity derived from Sensirion SHT21 chip. See Sensirion data sheet for full details.

Information supplied by CO2Meter.com is believed to be accurate and reliable. However no responsibility by CO2Meter.com is assumed for its use.

Rev E 6/2014

D.14 Débitmètre FS2012-1020-NG

High Performance Flow Sensor Module

FS2012 Series
Datasheet

Description

The FS2012 mass flow sensor module measures the flow across a sensing surface using the thermo-transfer (calorimetric) principle. The FS2012 is capable of measuring gas or liquid medium.

The FS2012 offers key advantages over other flow solutions. The sensor utilizes series of MEMS thermocouples, which provide excellent signal-to-noise ratio. The solid thermal isolation along with the silicon-carbide film coating offers excellent abrasive wear resistance and long-term reliability.

The high temperature material used in the flow channel housing and base allows for a wide operating temperature.

Wetted materials consist of a proprietary modified PPO plastic, epoxy, and silicon carbide.

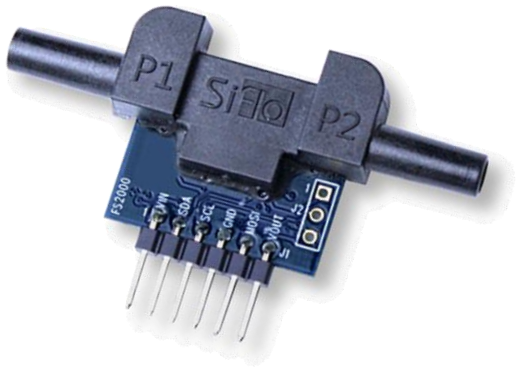
Typical Applications

- Process controls and monitoring
- Oil and gas leak detection
- HVAC and air control systems
- CPAP and respiratory devices
- Automotive MAF
- Liquid dispensing systems

Features

- Gas or liquid mediums
- Robust solid isolation technology
- Resistant to surface contamination
- No cavity to cause clogging
- Resistant to vibration and pressure shock
- Low-power application
- High-temperature flow housing
- Low signal-to-noise ratio
- Analog output: 0V to 5V
- Digital output: I²C
- Supply voltage: 5V
- Module operating temperature range: 0°C to +85°C
- 53.35 x 24.0 mm module with 6-pin header

FS2012 Flow Sensor Module



© 2017 Integrated Device Technology, Inc.

Contents

1. Pin Assignments 3
2. Pin Descriptions 3
3. Absolute Maximum Ratings 4
4. Operating Conditions 4
5. Electrical Characteristics 5
6. Functional Description 6
7. I²C Sensor Interface 6
   7.1 Sensor Slave Address 6
   7.2 Data Read 6
8. Calculating Flow Sensor Output 6
9. Analog Output 7
10. Mechanical Drawings 8
11. Ordering Information 9
12. Revision History 9

List of Figures

Figure 1. Pin Assignments for Module – Top View 3
Figure 2. Analog Output Example 7
Figure 3. FS2012 Module Dimensions 8

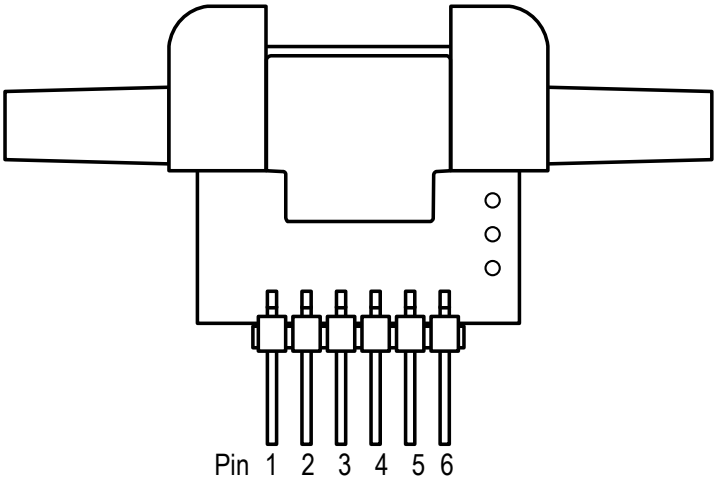
List of Tables

Table 1. Pin Descriptions 3
Table 2. Absolute Maximum Ratings 4
Table 3. Operating Conditions 4
Table 4. Electrical Characteristics 5

© 2017 Integrated Device Technology, Inc.

1. Pin Assignments

Figure 1. Pin Assignments for Module – Top View



2. Pin Descriptions

Table 1. Pin Descriptions

Pin Number	Pad Name	Type	Description
1	V_{IN}	Input	Supply voltage
2	SDA	Input/Output	Serial data
3	SCL	Input	Serial clock
4	GND	Ground	Ground
5	MOSI		Do not connect
6	V_{OUT}	Output	Analog output

© 2017 Integrated Device Technology, Inc.

3. Absolute Maximum Ratings

The absolute maximum ratings are stress ratings only. Stresses greater than those listed below can cause permanent damage to the device. Functional operation of the FS2012 at absolute maximum ratings is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions may affect device reliability.

Table 2. Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Conditions	Minimum	Maximum	Units
V_{IN}	Supply Voltage		-0.3	5.5	V
T_{STOR}	Storage Temperature		-50	130	°C

4. Operating Conditions

Table 3. Operating Conditions

Symbol	Parameter	Minimum	Typical	Maximum	Units
V_{IN}	Supply Voltage	4.75	5.0	5.25	V
T_{AMB}	Ambient Operating Temperature	0	–	85	°C

© 2017 Integrated Device Technology, Inc.

5. Electrical Characteristics

Table 4. Electrical Characteristics

Note: See important notes at the end of the table.

Symbol	Parameter	Conditions	Minimum	Typical	Maximum	Units
I_{VIN}	Current Consumption			30		mA
Gas Flow [a], [c], [d] **Nitrogen (N_2) at Temperature = 23.5 ± 1.5°C**						
F_{NG}	Gas Flow Range	FS2012-1020-NG	0		2 (2000)	SLPM (SCCM)
		FS2012-1100-NG	0		10 (10000)	SLPM (SCCM)
E_{NG}	Flow Accuracy	FS2012-1020-NG; 0.1 to 2 SLPM		±1	±4	% Reading
		FS2012-1100-NG; 0.5 to 10 SLPM				
V_{OUT_ANG}	Analog Voltage Output		0	–	5	V
OFF_{ZERO_NG}	Analog Zero Offset		0	0.003	0.005	V
Liquid Flow [a], [b], [c], [d] **DI Water at Temperature = 23.5 ± 1.5°C**						
F_{LQ}	Liquid Flow	FS2012-1001-LQ	0		0.5 (500)	SLPM (SCCM)
		FS2012-1002-LQ	0		1.0 (1000)	SLPM (SCCM)
E_{LQ}	Flow Accuracy	FS2012-1001-LQ; 20 to 450 SCCM		±2.5	±7	% Reading
		FS2012-1002-LQ; 20 to 800 SCCM				
V_{OUT_ALQ}	Analog Voltage Output		0	—	5	V
OFF_{ZERO_LQ}	Zero Offset		0	0.003	0.005	V

[a] Direction of flow is from P1 In to P2 Out.

[b] Board circuitry is not protected from liquids.

[c] SLPM: Standard liter per minute.

[d] SCCM: Standard cubic centimeter per minute.

© 2017 Integrated Device Technology, Inc.

6. Functional Description

The FS2012 digital flow sensor accurately measures the mass flow rate of a liquid or gaseous medium across the sensor using the calorimetric principle.

The MEMS flow sensor comprises a resistive heater and two clusters of thermocouples (thermopiles), each positioned symmetrically upstream and downstream of the heater. The thermopile output changes according to the rate of flow, and it is proportional to the amount of heat sensed from the heater.

7. I²C Sensor Interface

The FS2012 operates as a slave device via the digital I²C compatible communication protocol bus with support for 100kHz and 400kHz bit rates. To accommodate multiple devices, the protocol uses two bi-directional open-drain lines: a Serial Data Line (SDA) and a Serial Clock Line (SCL). Pull-up resistors to VDD are required. Several slave devices can share the bus, and multiple master devices on the same bus are supported. If two or more masters attempt to initiate a data transfer simultaneously, an arbitration scheme is employed with a single master always winning the arbitration. Note that it is not necessary to specify one device as the master in a system; any device that transmits a START bit and a slave address becomes the master for the duration of that transfer.

7.1 Sensor Slave Address

The FS2012 default I²C address is $07_{HEX.}$ The device will respond only to this address.

7.2 Data Read

The FS2012 is programmed to continuously output data to the I²C bus.

- Number of bytes to read out: 2
- First returned byte: MSB
- Second returned byte: LSB

8. Calculating Flow Sensor Output

The entire output of the FS2012 is 2 bytes. The flow rate for gas and liquid parts is calculated as follows:

Output Data

- Number of bytes to read out: 2
- First returned byte: MSB
- Second returned byte: LSB

Gas Part Configurations (-NG ending for part code number)

- Conversion to SLPM
- Flow in SLPM = [(MSB << 8) + LSB] / 1000

Liquid Part Configurations (-LQ ending for part code number)

- Conversion to SCCM
- Flow in SCCM = [(MSB << 8) + LSB] / 10

© 2017 Integrated Device Technology, Inc.

9. Analog Output

The voltage output is ratiometric to the full scale span. Use the following conversion for the range examples.

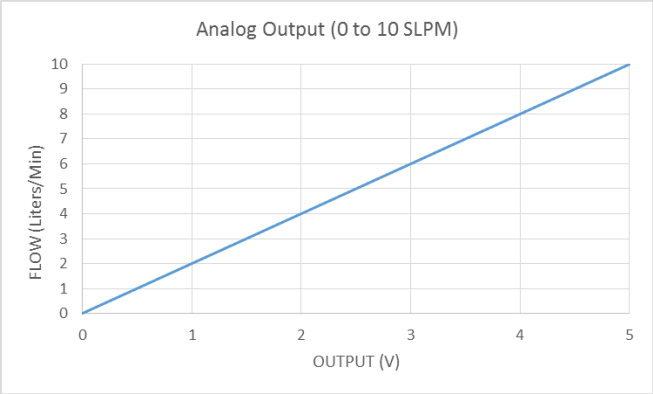
Gas (SLPM)

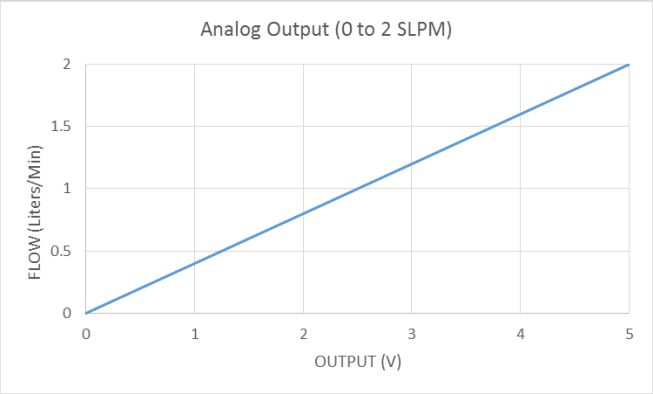
- 0 to 2 SLPM: Flow = 0.4 × Output (V)
- 0 to 10 SLPM: Flow = 2 × Output (V)

Liquid (SCCM)

- 0 to 500 SCCM: Flow = 100 × Output (V)
- 0 to 1000 SCCM: Flow = 200 × Output (V)

Figure 2. Analog Output Example

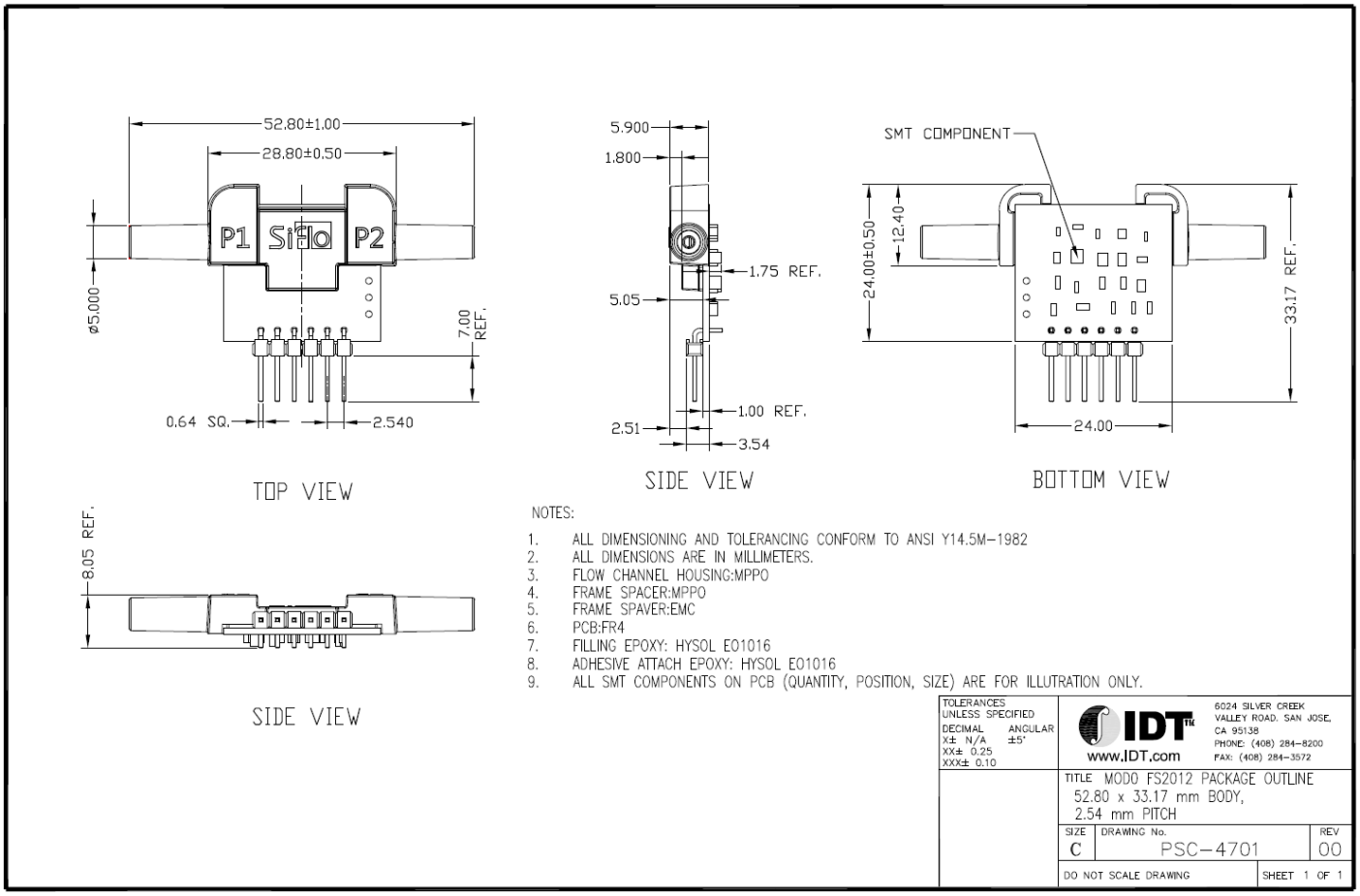




© 2017 Integrated Device Technology, Inc.

10. Mechanical Drawings

Figure 3. FS2012 Module Dimensions



SGS-THOMSON MICROELECTRONICS

APPLICATION NOTE

APPLICATIONS OF MONOLITHIC BRIDGE DRIVERS

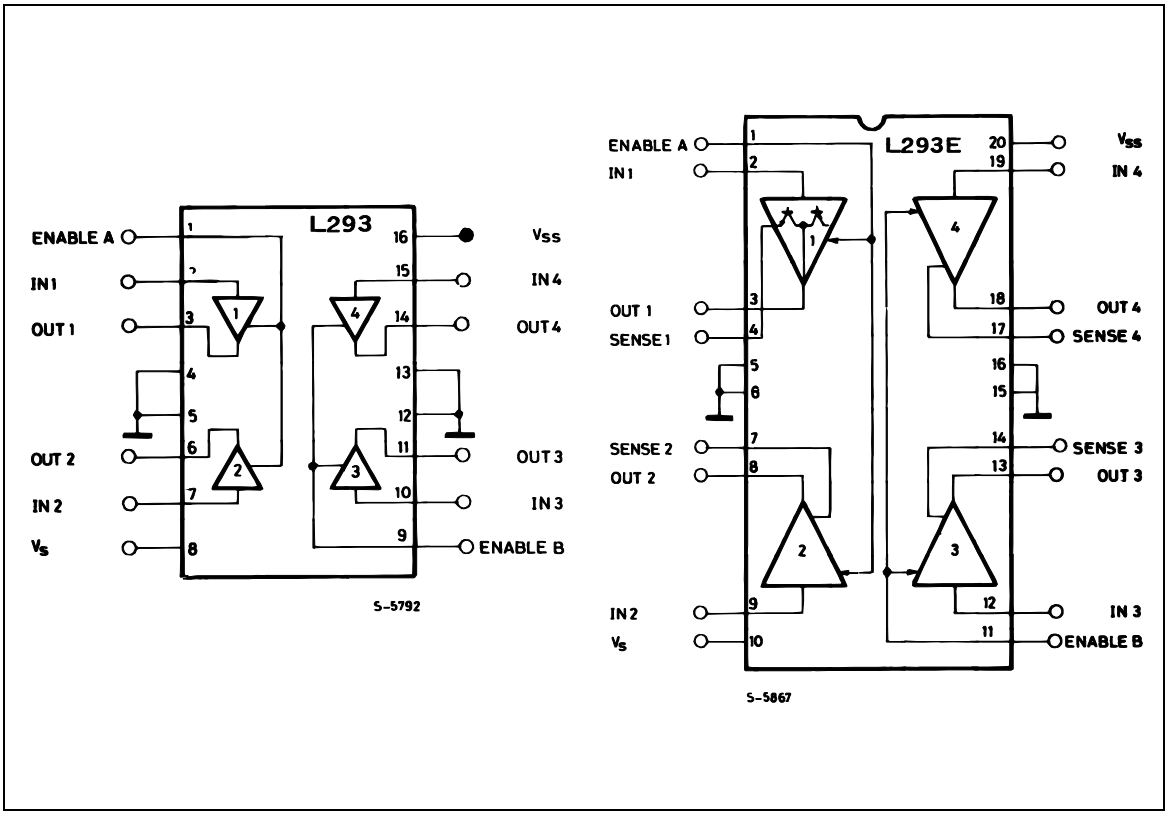
High power monolithic bridge drivers are an attractive replacement for discrete transistors and half bridges in applications such as DC motor and stepper motor driving. This application guide describes three such devices - the L293, L293E and L298 - and presents practical examples of their application.

The L293, L293E and L298 each contain four push-pull power drivers which can be used independently or, more commonly, as two full bridges. Each driver is controlled by a TTL-level logic input and each pair of drivers is equipped with an enable input which controls a whole bridge. All three devices feature a separate logic supply input so that the logic can be run on a lower supply voltage, reducing dissipation. This logic supply is internally regulated.

Additionally, the L293E and L298 are provided with external connections to the lower emitters of each bridge to allow the connection of current sense resistors. The L293E has separate emitter connections for each channel ; the L298 has two, one for each bridge.

Figure 1 shows the internal structure of the L293, L293E and L298. The L293 and L293E are represented as four push pull drivers while the internal schematic is given for the L298. Though they are drawn differently the L293E and L298 are identical in structure ; the L293 differs in that it does not have external emitter connections.

Figure 1 : The L293, L293E and L298 contain four push pull drivers. Each driver is controlled by a logic input and each pair (a bridge) is controlled by an enable input. Additionally, the L293E has external emitter connections for each driver and the L298 has emitter connections for each bridge.



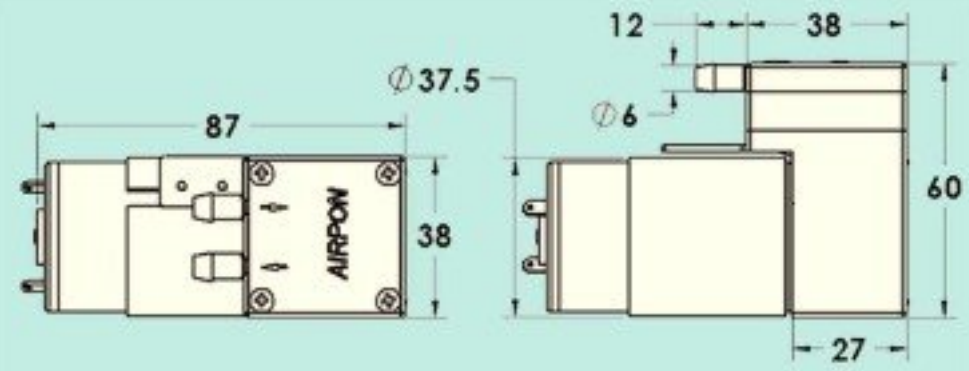
D.16 Micro-pompe à air 12V Sparkfun

AIR PUMP SERIES

FOREVER

D2028 Pump Specifications

Free Flow Range.....12-15LPM
Vacuum Range.....0-16"Hg
Pressure Range.....0-32PSI
Standard Motor Voltage Options.....12VDC
Power.....12W
Motor Construction Option.....Iron Core-Oil Bearing
Diaphragm Material Option.....EPDM
Operating Temperature Range.....32°-120°F (0°-50°)



Rue Archimède, 1 bte L6.11.01, 1348 Louvain-la-Neuve **www.uclouvain.be/epl**