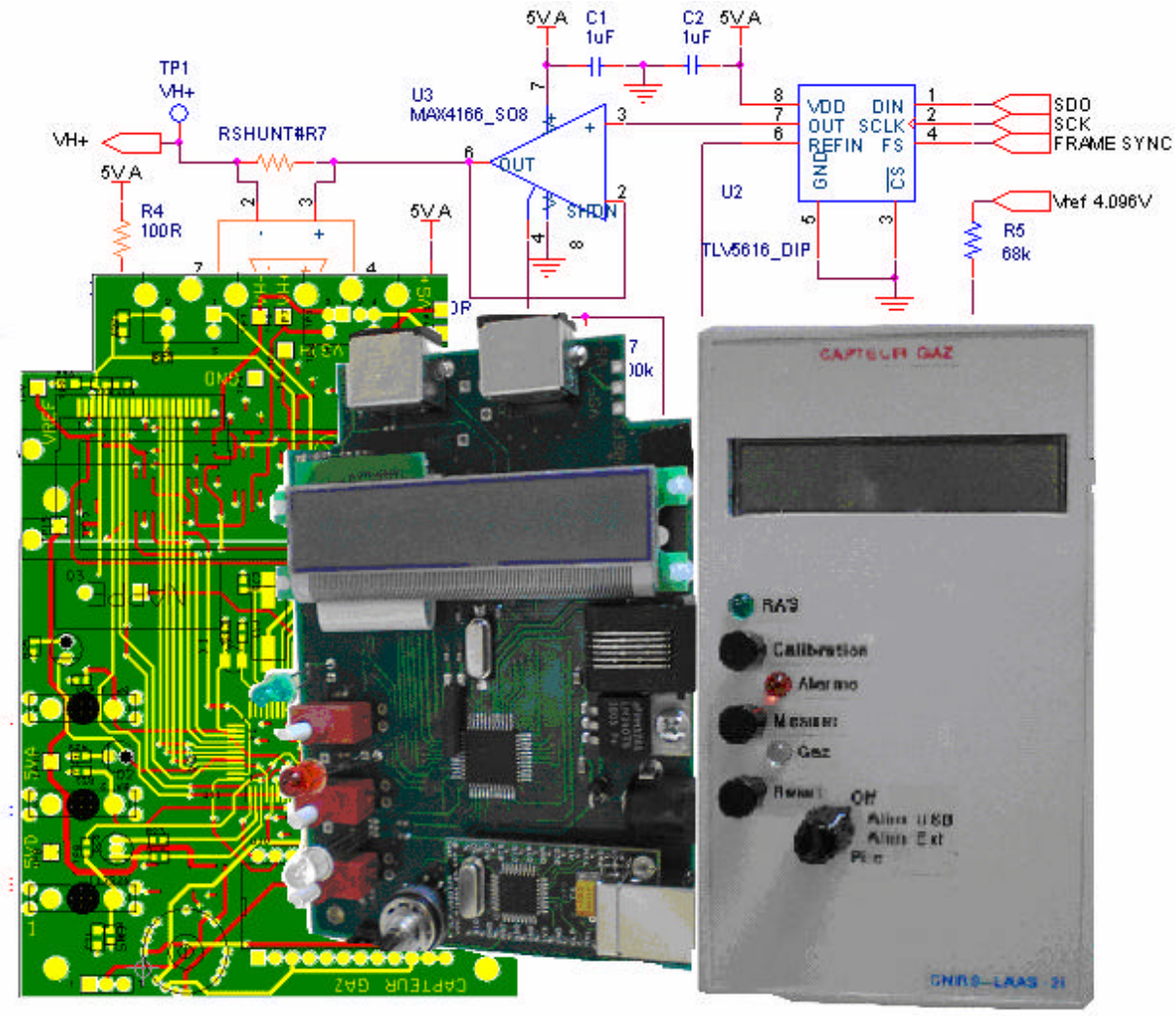
Détecteur de gaz
Conception et réalisation
d'un module portatif
(Dédié aux microcapteurs de gaz à oxyde métallique)



Sommaire

1 Présentation du projet
- 1.1 Le démonstrateur
- 1.2 Synoptique
- 1.3 Notice d'utilisation

2 Etude de la partie chauffage (Heater)
- 2.1 Présentation
- 2.2 Eude
  - 2.2.1 Etude de la PWM
  - 2.2.2 Etude du chauffage par commande en courant
  - 2.2.3 Etude du chauffage par commande en tension
- 2.3 Conclusion

3 Etude de la partie Capteur (Sense)
- 3.1 Présentation
- 3.2 Etude

4 Pilotage par microcontrôleur
- 4.1 Fonctionnalité
- 4.2 Communication

5 Réalisation pratique
- 5.1 Contraintes
- 5.2 Solutions techniques
- 5.3 Réalisation

6 Tests expérimentaux
- 6.1 Le Banc du LCC
- 6.2 Les mesures
- 6.3 Comparatif

7 Améliorations possibles

Annexe
- A1 Etude de la PWM
- A2 Etude énergétique

1 Présentation du projet

1.1 Le démonstrateur

Le démonstrateur est basé sur la thèse de Frédéric Parret « Méthode d'analyse sélective et quantitative d'un mélange gazeux à partir d'un micro capteur à oxyde métallique nano particulaire »

Le démonstrateur prouve la mise en œuvre simple et économique d'un capteur de gaz (monoxyde de carbone, Dioxyde d'azote NO2, propane C3H8) de façon qualitative et quantitative au niveau du monoxyde de carbone.

Le capteur est constitué de deux parties distinctes. La résistance de chauffe appelée Heater et d'une couche sensible appelée Sense (voir Figure 1. 1).

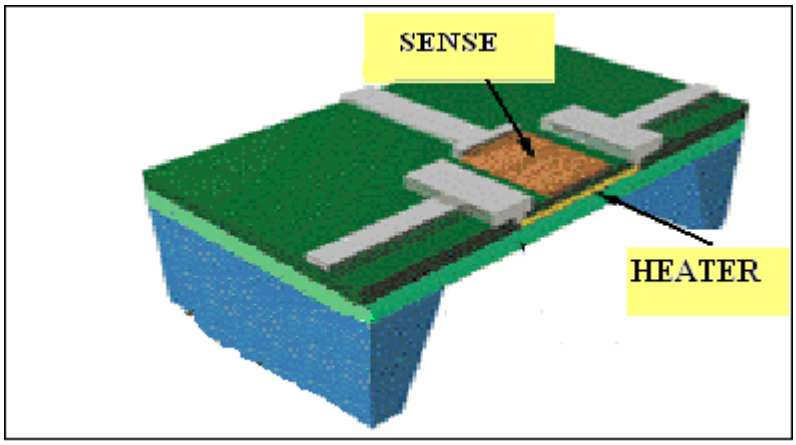


Figure 1. 1: capteur de gaz

La résistance du heater est sujette au vieillissement, dû surtout à la densité de courant. Il faut donc limiter les pics de courant et recalibrer le montage périodiquement

Les mesures sont basées sur la technique de transitoire rapide t # 5ms. Ces transitoires sont provoquées par des variations de température. Ces variations sont comprises dans une gamme de 25°C à 500°C.

Le Sense se comporte comme une résistance ayant de fortes variations de résistivité d'une dizaine de kilo ohms à plusieurs dizaines de méga ohms. On souhaite faire la mesure sur toute la plage de variation en gardant une bonne résolution, nécessaire pour une bonne quantification du CO (de l'ordre du ppm) et une bonne sélectivité.

Le profil de chauffage est tiré de la thèse de Frédéric Parret. Il se décompose en trois grandes parties (voir Figure 1. 2) :

Ton : temps de chauffe de 10s à 500°C pour stabiliser la couche sensible du capteur.

Paliers : Un ensemble de profils pour faire les mesures des transitoires.

Toff : dédié au calcul et un retour à l'équilibre.

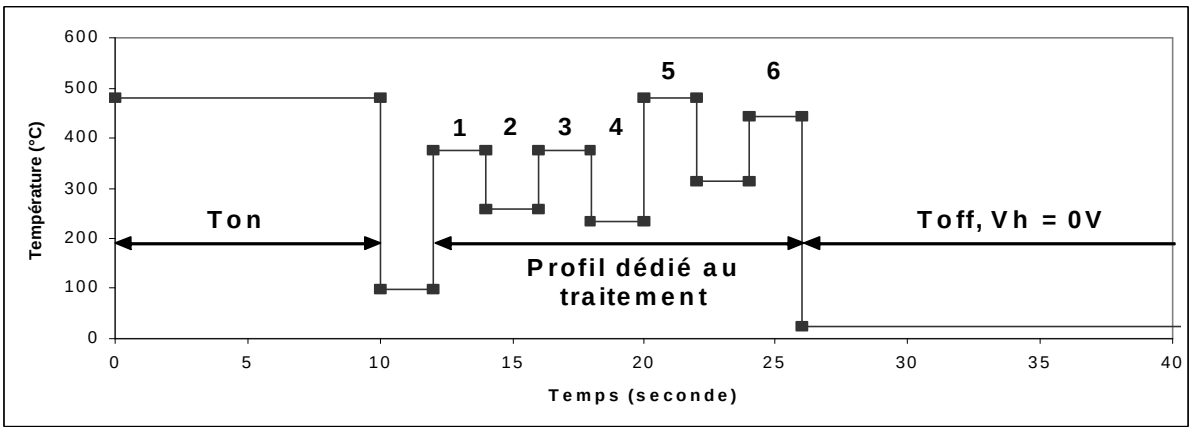


Figure 1. 2: profil de chauffage

Le cahier des charges fixe des contraintes à respecter.

1) précision (± 0,5%)
2) alimentation mono tension (5Volts)
3) consommation d'énergie maîtrisée (alimentation par pile)
4) coût – complexité (les plus faibles possibles)
5) connexion du capteur (blindage sur une connexion du heater)

Le traitement des données du capteur est assuré par le démonstrateur, à partir de matrices de vecteurs propres et Analyse Factorielle Discriminante calculées extérieurement. Le cœur du micro contrôleur est basé sur un PIC 18, dont la puissance de calcul est de 1MIPS. Il démontre ainsi que les algorithmes sont calculés sans une grosse puissance de calcul.

La visualisation des résultats est faite par un ensemble LED, Buzzer, et afficheur alphanumérique LCD, avec l'option d'être connecté à un ordinateur. Un mode spécial permet de recevoir les données du capteur dans un format compatible avec les travaux des chercheurs.

1.2. Synoptique

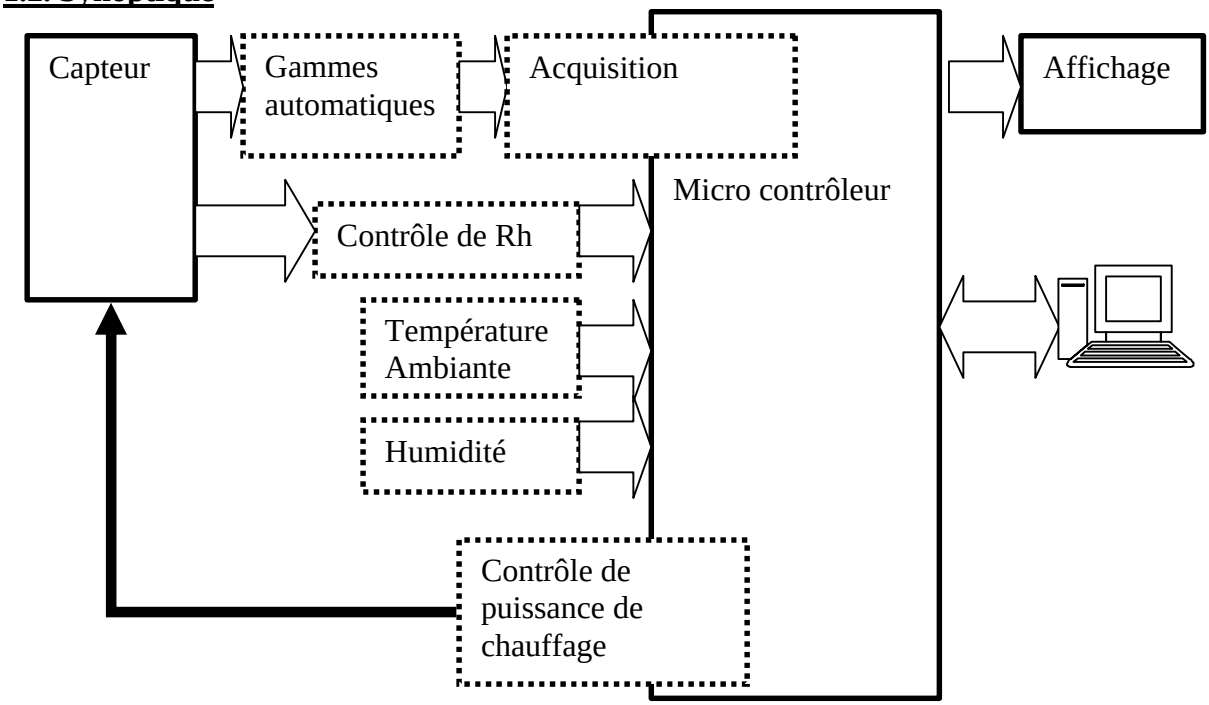


Figure 1. 3: synoptique du démonstrateur

1.3 notice d'utilisation : interprétation de la visualisation embarquée

		LED Verte	LED Rouge	LED multicolore			Buzzer	LCD
				Vert	Orange	Rouge		
NO2		ON		ON				NO2
C3H8		ON			ON			C3H8
CO 1 à 30 ppm		ON				ON		Concentration CO xx ppm
CO 30 à 50 ppm	< 120 mn		ON			ON		DANGER CO xx ppm
	= 120 mn		Clignote			ON	ON	ALARME
CO 50 à 100 ppm	< 60 mn		ON			ON		DANGER CO xxx ppm
	= 60 mn		Clignote			ON	ON	ALARME
CO 100 à 300 ppm	< 10 mn		ON			ON		DANGER CO xxx ppm
	= 10 mn		Clignote			ON	ON	ALARME
CO > 300ppm			Clignote			ON	ON	ALARME
Normal		ON						Temp xx °C RH% xx %
Défaut µcontroleur		ON	ON					
Défaut capteur			ON					Erreur XXX
Pas d'alimentation								

Tableau 1. 1 Fonctionnement, en rapport aux concentrations de la norme EN50291

Mode automatique

Le démonstrateur dans son utilisation finale est entièrement autonome. Il effectue une calibration toutes les 24 heures et il fait des mesures toutes les 2 minutes.

Le système indique sur une LED tricolore le type de gaz détecté et déclenche une alarme sonore si les temps ou les seuils d'expositions sont dangereux (voir Tableau 1. 1). Le système continue les mesures et coupe les alarmes si les valeurs mesurées sont normales.

Une LED verte indique le fonctionnement normal.

Une LED rouge indique une anomalie ou une alarme (LED gaz allumée + Buzzer).

Si aucune LED n'est allumée le dispositif n'est pas correctement alimenté.

Si la LED verte et la LED rouge sont allumées faiblement ensemble, le micro contrôleur n'a pas pu démarrer.

Un bouton RESET permet de forcer un redémarrage. Si le défaut persiste le dispositif doit être réparé.

Mode manuel

Un mode manuel permet de forcer une calibration ou une mesure à l'aide de 2 boutons poussoirs. L'afficheur LCD guide l'utilisateur en lui indiquant l'avancement du programme.

Mode USB

Le mode USB est commandé par l'ordinateur, qui prend le contrôle du démonstrateur. Les 2 modes précédents sont alors inhibés.

Lorsque l'ordinateur libère le mode USB, les deux autres modes sont réactivés.

Le bouton RESET reste prioritaire sur toutes les fonctions du programme.
Le choix des alimentations se fait par un sélecteur rotatif (PILE, EXTERNE, USB, OFF).

2. Etude de la partie chauffage

2.1 Présentation

La résistance chauffante Heater est utilisée pour amener la couche sensible Sense à des températures chaudes. Elle est réalisée en polysilicium. Elle a une forte disparité d'un capteur à un autre (de 50 ? à 90 ? à 25°C). Elle évolue en fonction de la température. Mais aussi elle a une évolution lente due à un vieillissement de sa structure. Le polysilicium est sensible à la densité de courant. Il faut donc limiter les pics de courant.

La plage de fonctionnement du chauffage va de la température ambiante à 500°C. Elle couvre largement la gamme de température des profils de chauffage. Elle couvre aussi la disparité de résistance de Heater des capteurs.

Le fonctionnement du chauffage est découpé en deux étapes. La première est une phase de calibration. La deuxième est une phase « Utile » où l'on applique une consigne en boucle ouverte. Car faire un asservissement de la température de la couche sensible, peut perturber la mesure de celle-ci.

La calibration

Elle permet de s'affranchir du calcul des dérivées en température et en vieillissement du Heater (méthode peu précise). Elle est appliquée chaque 24 heures. On mesure la température ambiante par un capteur de température externe (voir annexe). On fait la différence avec la température de consigne. Cette différence est convertie en puissance, par une évaluation. Le système intègre la différence entre la puissance de consigne et la puissance de chauffage pendant un temps assez long pour avoir une stabilisation du Heater (1 seconde). La valeur de la tension est alors mémorisée. On obtient donc un couple température Sense, tension Heater.

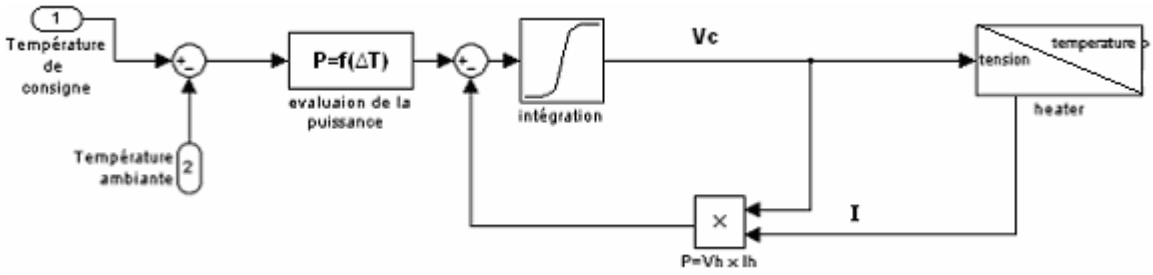


Figure 2. 1: phase de calibration

La phase « utile »

Elle correspond à la phase exploitation des mesures de la couche sensible. Il devient facile de piloter la température du Sense, sans avoir d'asservissement. La table de couple température Sense, tension Heater permettant ce pilotage.

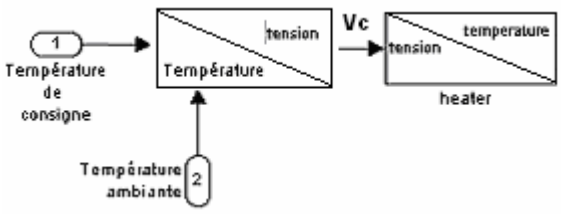


Figure 2. 2: phase utile

2.2 Etude

2.2.1 Etude de la PWM

L'avantage de la PWM est son bon rendement énergétique. Mais pour une PWM non lissée, les surintensités dues au découpage pose des problèmes de vieillissement du capteur. Le choix d'un PWM lissé par une inductance offre l'avantage de s'affranchir de ce problème. Un gros inconvénient de la PWM est la difficulté de la mesure du courant qui est de forme complexe. Elle est donc réservée à des applications de faibles précisions (>5%).

L'autre gros problème vient du microcontrôleur qui pour générer une fréquence de PWM a besoin d'un fréquence de fonctionnement élevée Fμc = Fpwm * résolution (Fpwm 40khz résolution 1024 (10bits) Fμc 40 Mhz). Choisir une fréquence de découpage plus basse augmente la taille de la self et/ou les surintensités. Le fait de choisir une fréquence de microcontrôleur plus élevée, se paie en consommation électrique du μC (35mW @ 4MHz, 200mW@40Mhz).

Le bilan a été plutôt négatif. Le gain énergétique gagné par la PWM est perdu par le microcontrôleur. La difficulté de maîtriser la puissance fournie au Heater reste un gros problème.

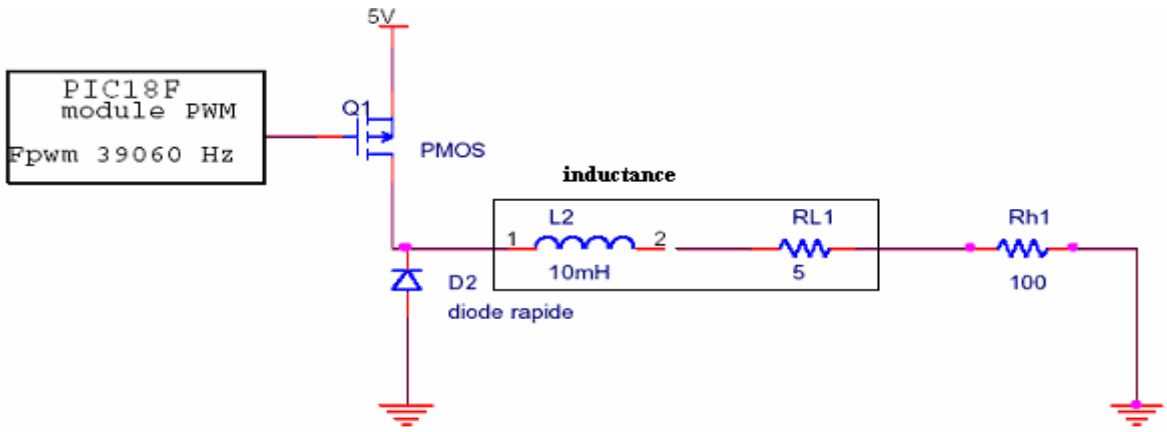


Figure 2. 3: schéma de la PWM lissé

2.2.2 Etude du chauffage par commande en courant

Il existe une autre piste qui n'a pas été explorée c'est la commande en courant. La mesure de la tension se faisant directement par le microcontrôleur. Mais il n'existe pas de convertisseur numérique analogique DAC en courant simple à mettre en œuvre. Seul à l'heure actuelle existe l'AD5398 de Analog Device capable de fournir 120mA avec une précision de 10 bits (8 bits pour une utilisation à 30mA). Mais il oblige à garder le blindage du capteur flottant (voir Figure 2. 4).

Cette technique reste prometteuse pour l'avenir. Mais insuffisante à l'heure actuelle en terme de précision et de type de montage.

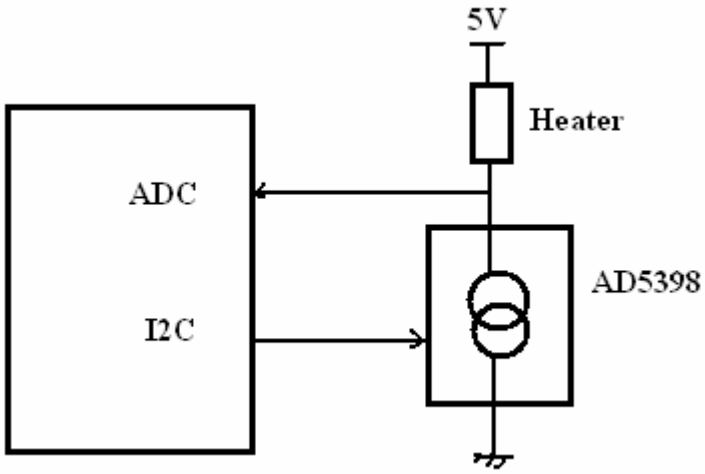


Figure 2. 4: montage par DAC en courant

2.2.3 Etude du chauffage par commande en tension

La solution retenue est d'utiliser un convertisseur digital analogique DAC en tension. La commande en tension est directement fournie par le microcontrôleur. La mesure du courant est faite par un shunt. Sur le principe c'est la plus facile des méthodes (voir Figure 2. 5), et elle offre une très grande précision (1‰).

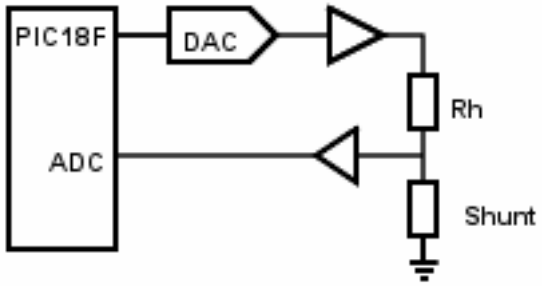


Figure 2. 5: schéma de principe de la commande par DAC

Le choix des composants est fixé par des impératifs de prix et d'intégration. Tous les composants sont de faible coût, et sont de taille réduite.

Le choix d'une alimentation mono tension (5 volts), est très contraignant. Il oblige à l'utilisation d'ampli rail to rail en sortie. Le choix de l'ampli de puissance s'est porté sur le MAX4166, qui est capable de sortir un courant jusqu'à 80mA tout en gardant des performances honorables (faible offset 250µV, faible chute de tension (˜ 0.15 Volts pour 32mA voir Figure 2. 6). On obtient une zone de travail des capteurs compatible avec l'électronique (voir Figure 2. 7)

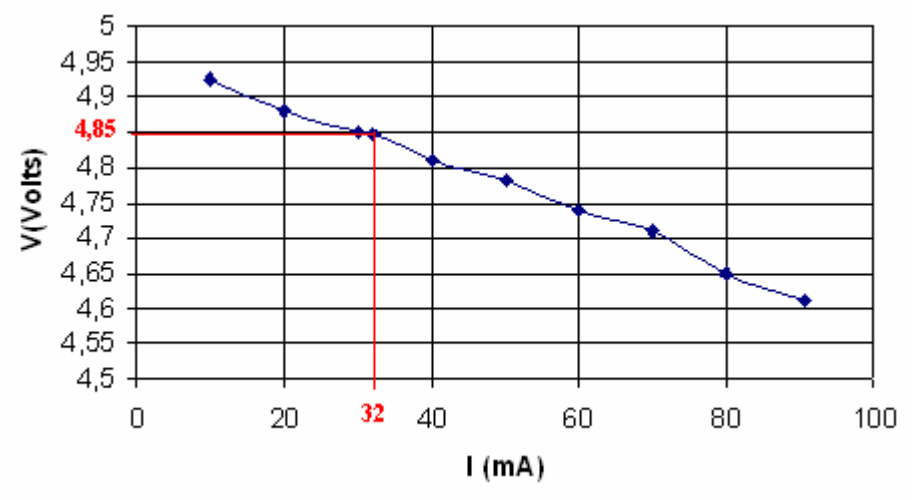


Figure 2. 6: tension de sortie fonction du courant de sortie de MAX4166

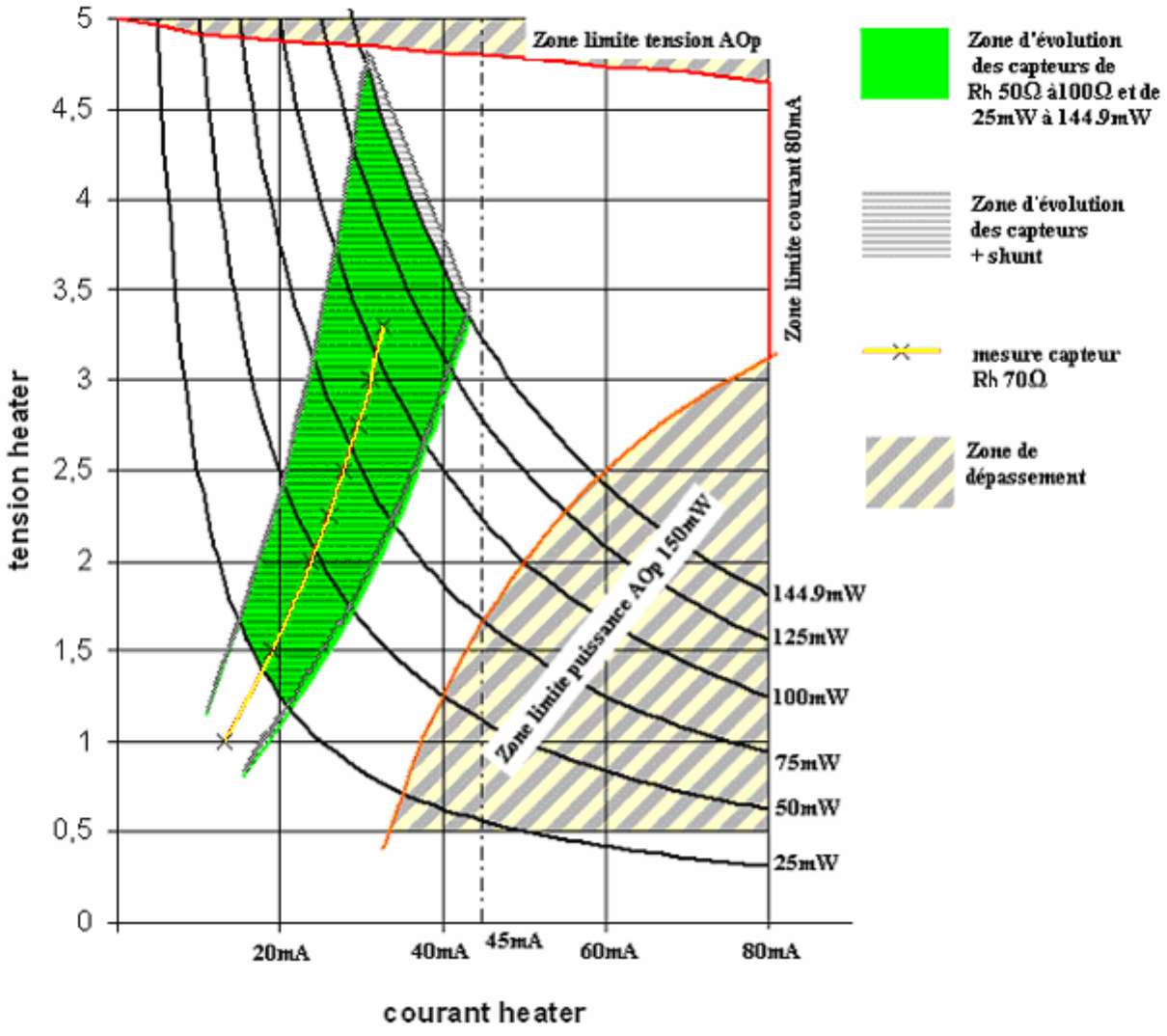


Figure 2. 7: zone de travail en mono tension 5 volts du MAX4166

L'influence du shunt sur la chute de tension est importante. Comme une des 2 broches de Rh est référencée au blindage du capteur, nous avons du la référencer à la masse, et donc utiliser un ampli différentiel pour la lecture du courant (voir Figure 2. 8).

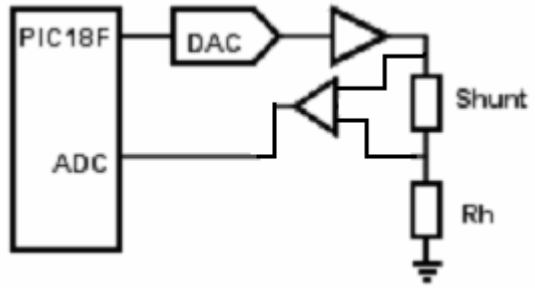


Figure 2. 8: montage différentiel

Dans la pratique, il n'a pas été possible de trouver un ampli différentiel capable de faire l'amplification directement. Un étage supplémentaire a été ajouté pour faire l'amplification. Le choix de l'ampli différentiel s'est porté sur l'INA132. Mais ce composant n'est pas rail to rail négatif on a donc une zone d'ombre sur l'entrée (typ 60mV). Ce qui pose un problème sur les courants faibles. Le shunt doit donc être le plus grand possible sans faire perdre trop de tension. Le choix de l'amplificateur se porte sur l'OPA333, faible offset 10µV (erreur de = 0,1‰ pour la plage utilisée), rail to rail en entrée (capable d'amplifier des tensions proches de 0Volts), et faible bruit (1,1µVpp).

Le gain reste dans un domaine acceptable (gain ˜ 20), avec un couple de résistances R1 100? et R2 2k? qui ne perturbe pas le montage pour un shunt de 4,7? .

Le reste des composants n'est pas critique.

Le DAC est un TLV5616 qui répond aux critères de précision (12bits), de linéarité (INL max 4 LSB, DNL max 1LSB), offset (± 10mV), référence de tension externe fois 2, de tension de sortie (= 5Volts), et il est alimenté en 5 Volts. Sa liaison avec le microcontrôleur est de type série (SPI).

La référence de tension est une ADR444A (4,096 volts), faible bruit 1.8 µVpp, haute précision ± 5mV, faible dérive thermique 10ppm/°C. Elle sert de référence générale au DAC, à l'ADC, et à la partie Sense.

Pour l'ADC, c'est le convertisseur du PIC 18. Il offre des caractéristiques suffisantes pour le contrôle du courant, conversion 10 bits, mais souffre d'offset (-20mV mesuré).

On obtient le schéma de la partie Heater suivant : (voir Figure 2. 9)

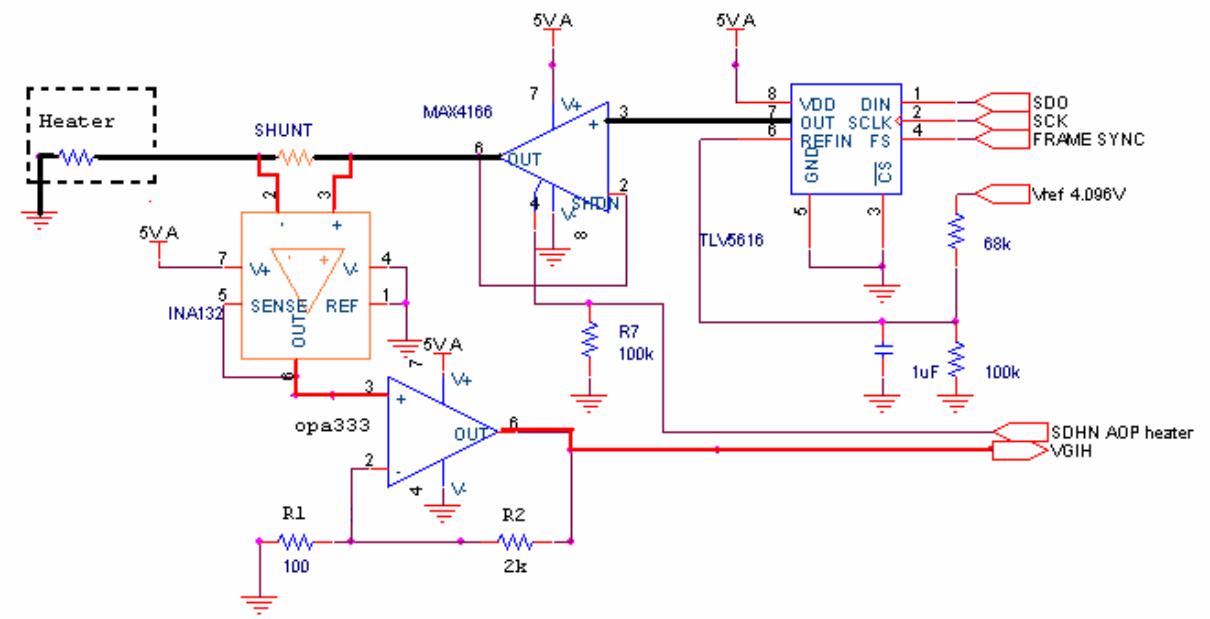


Figure 2. 9: schémas de la partie chauffage

L'utilisation du profil de chauffe, en boucle ouverte montre l'apparition de surintensité lors du passage de paliers froids à des paliers chauds (variation de la résistance Rh en fonction de la température) (voir Figure 2. 10).

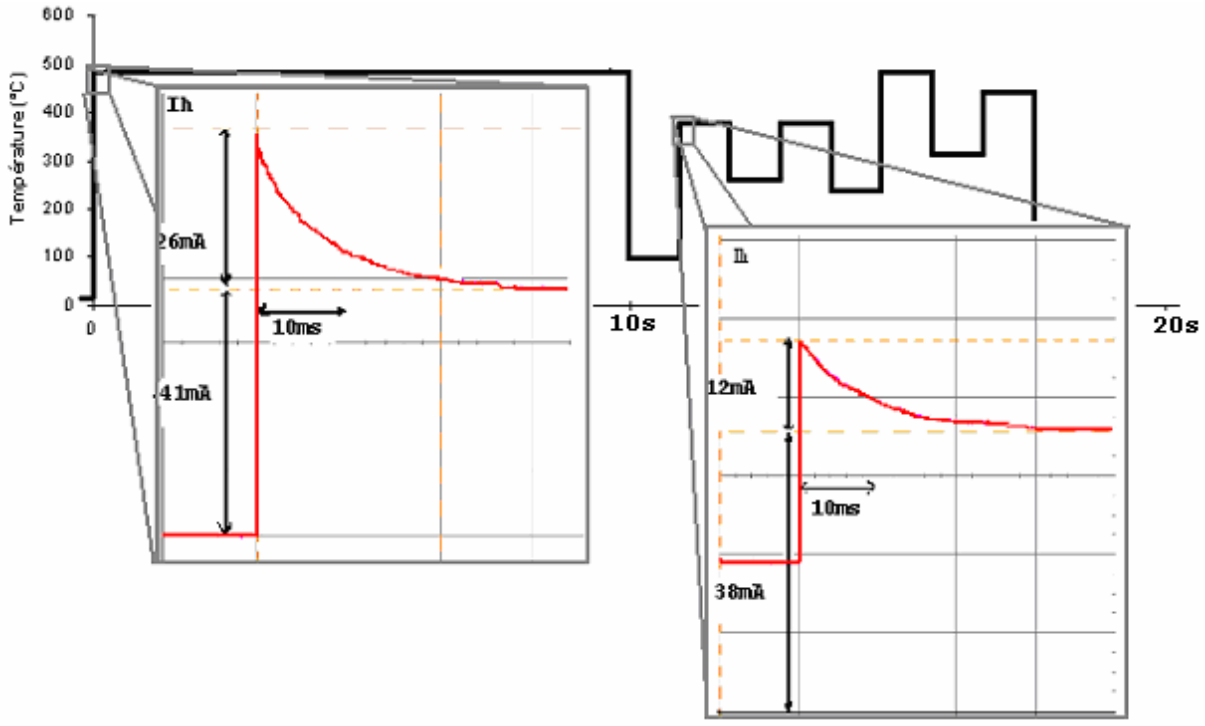


Figure 2. 10: surintensité du Heater

Pour le palier de préchauffage il est possible de faire une correction software en augmentant progressivement la tension (voir Figure 2. 11). Mais pour les paliers de mesure il y a un risque de fausser la mesure.

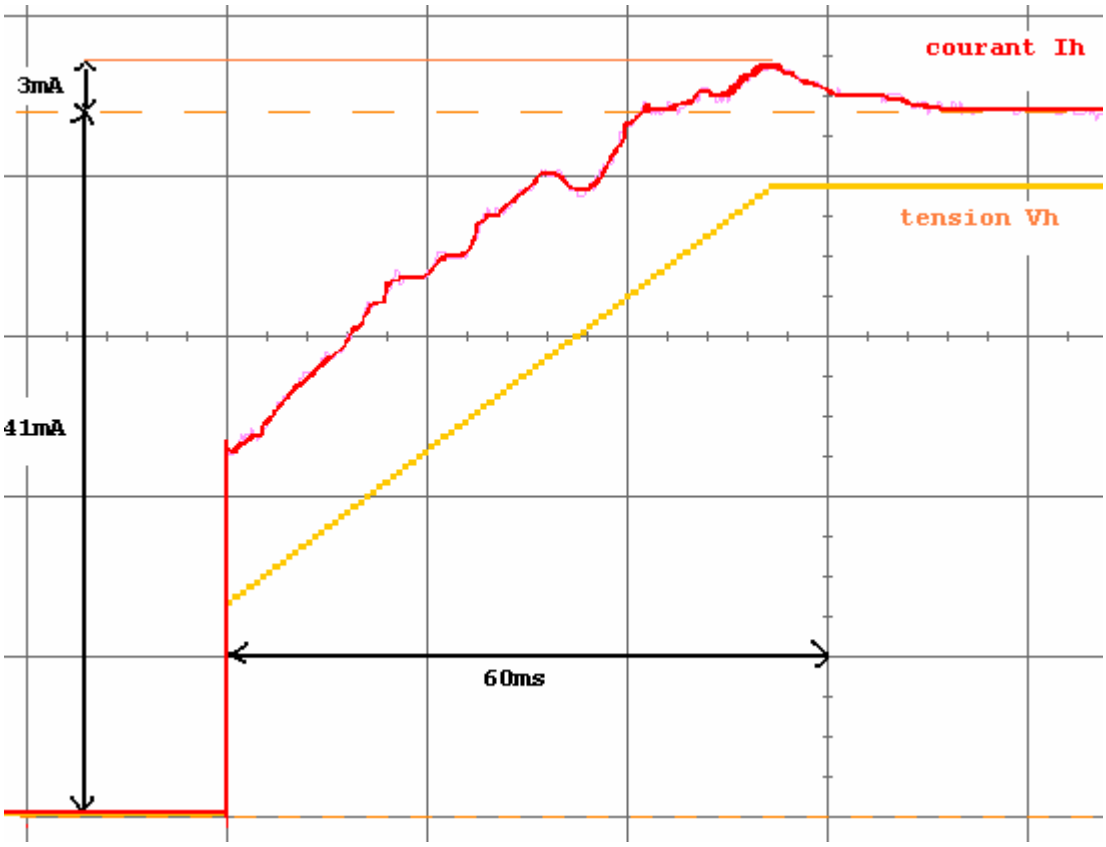


Figure 2. 11 : correction du palier de préchauffage

2.3 Conclusion

L'étude montre que la PWM n'est pas une bonne solution. Ni du point de vue énergétique : forte perte due à la consommation du processeur. Ni du point de vue de la complexité : utilisation de composant externe au microcontrôleur, PMOS, self, étage de mesure du courant. La maîtrise du bruit de découpage reste problématique (harmonique, discontinuité du signal).

L'utilisation d'un DAC en courant, n'est pas compatible avec le blindage du capteur. Elle n'a donc pas été réalisée.

L'utilisation d'une électronique linéaire donne un bon résultat. Les pertes énergétiques sont raisonnables. Le microcontrôleur peut fonctionner à des fréquences faibles. Le nombre de composants est finalement faible (DAC, AOP de puissance). Le circuit de mesure de courant est obligatoire dans les deux cas (PWM, DAC en tension).

3 Etude de la partie capteur (Sense)

3.1 Présentation

La variation de la résistance de la couche sensible du capteur de gaz est fonction de la température et de la composition des gaz à analyser. Cette variation peut avoir une grande dynamique de quelques dizaines de kilo Ohms à une trentaine de méga Ohms. Des essais dans le laboratoire ont permis de faire des mesures pour différents mélanges de gaz.

	Air	CO	C3H8	NO2	CO+NO2	CO+C3H8	C3H8+NO2	CO+C3H8+NO2
Rs max	11M?	85 k?	437 k?	**30 M?**	330 k?	**118 k?**	2 M?	200 k?
Rs min	140k?	16 k?	27 k?	**133 k?**	19 k?	**13 k?**	39 k?	16 k?

Tableau 3. 1: mesure dans différents gaz

Dans ce tableau (Tableau 3. 1), on constate plusieurs types de plages de variations *(Grande dans le cas du NO2 faible dans le cas du CO+C3H8).* Il faut être capable de mesurer des résistances très grandes (30M?) et des résistances plus faibles (10k?) soit un rapport de 3000.

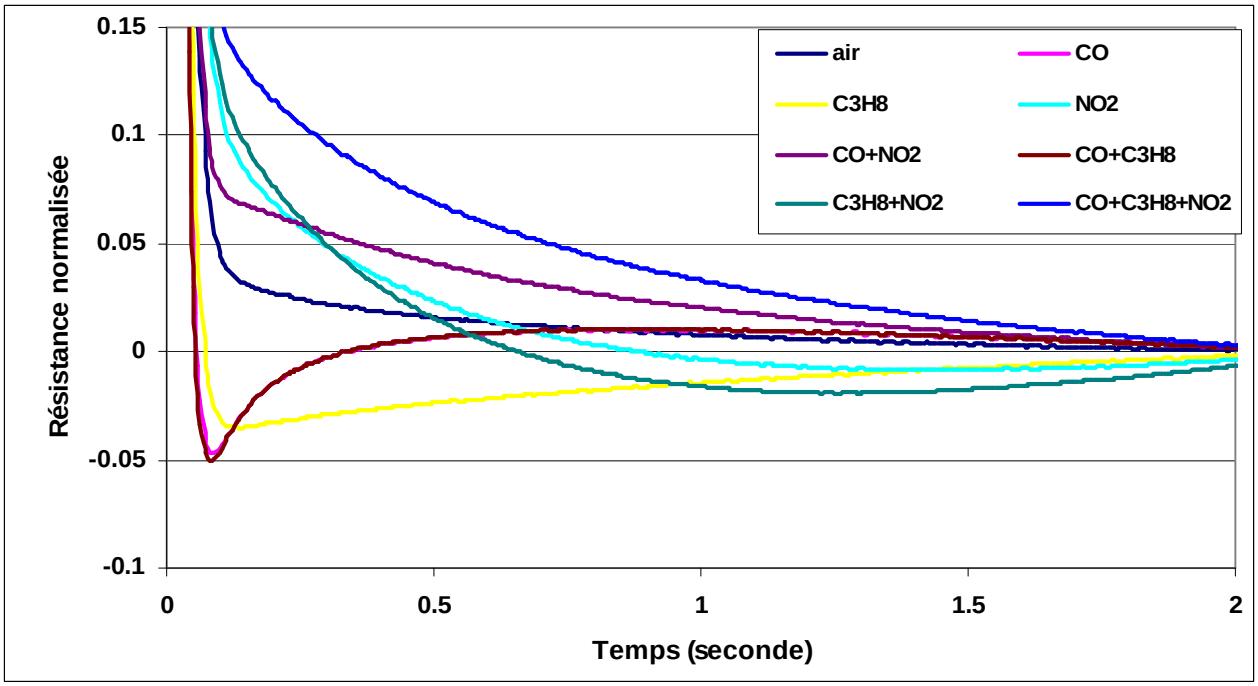


Figure 3. 1: évolution de la résistance dans différents gaz (d'après la thèse de F. PARRET)

La Figure 3. 1 montre l'évolution de cette résistance quand elle est soumise à un palier de température. Il faut donc aussi avoir assez de résolution pour faire l'analyse.
Il paraît difficile dans ce contexte de n'utiliser qu'une gamme.
La résistance de Sense varie inversement à la température (grande résistance à froid, petite résistance à chaud).

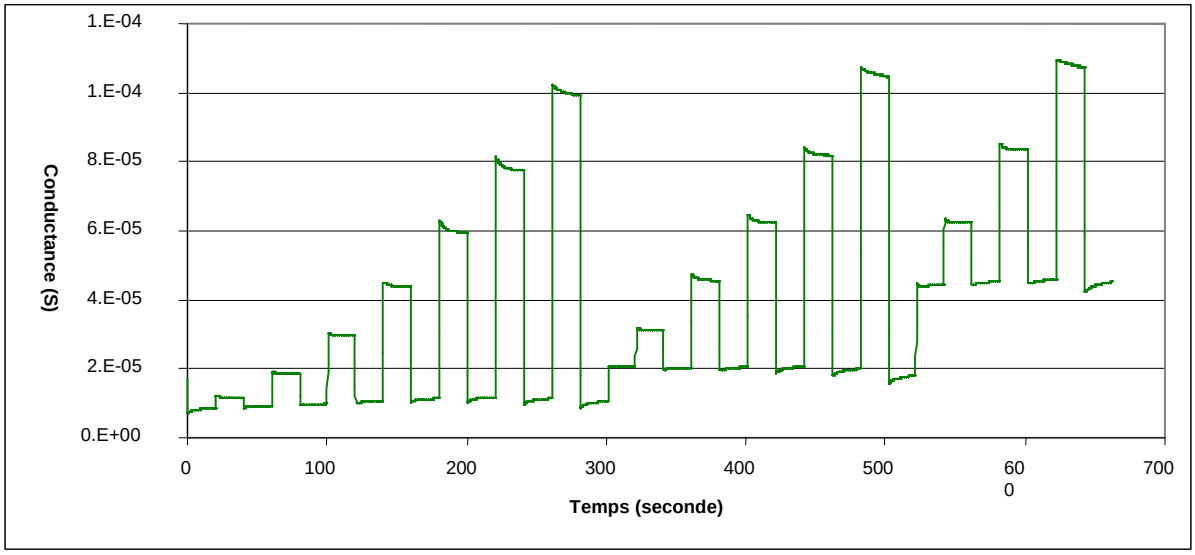
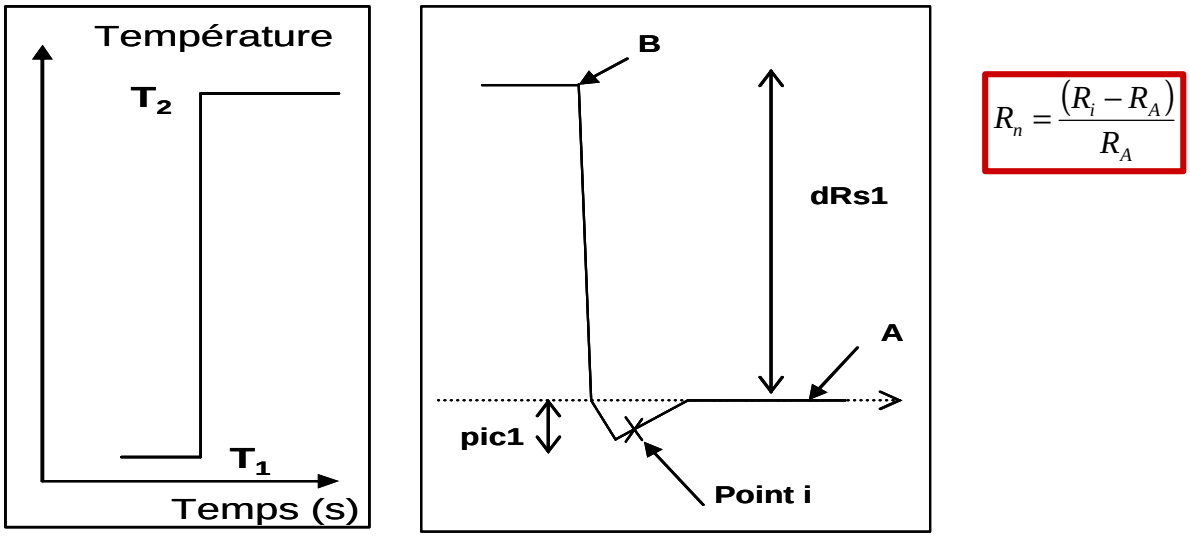


Figure 3. 2 : dérive de la ligne de base (d'après la thèse de F. PARRET)

Un deuxième phénomène existe c'est la dérive de la ligne de base. Phénomène qui se traduit par une augmentation de la conductivité de la couche sensible (Figure 3. 2) (diminution de la résistance). Ce qui rend les comparaisons directes impossibles. La normalisation des mesures permet de s'affranchir de ces problèmes. Cette normalisation est faite sur le dernier point (point A Figure 3. 3).



$$R_n = \frac{(R_i - R_A)}{R_A}$$

Figure 3. 3 : réponse du capteur et normalisation

3.2Etude

Le principe de la mesure est basé sur un montage suiveur de tension qui impose une tension de référence à un pied de pont diviseur de tension. La résistance à mesurer se trouvant en haut du pont, il devient facile de déterminer sa valeur.

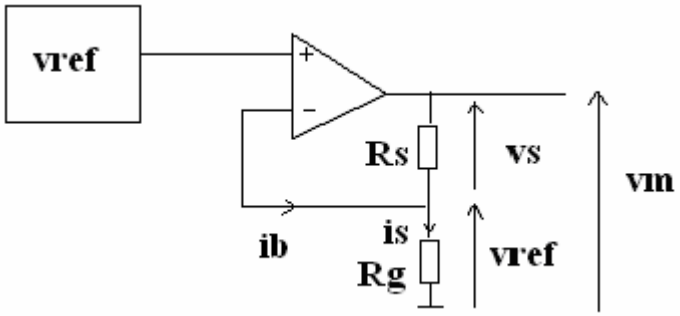


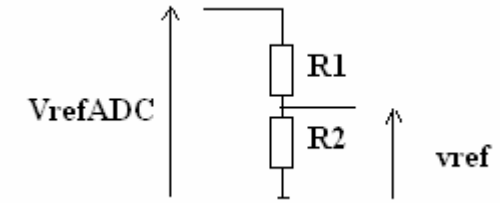
Figure 3. 4: schéma de principe

vs = vm - vref
is = vref / Rg et ib=0
Rs = vs /is

Choix des gammes

On connait la plage de variation la plus grande (0 à 36M?), on peut donc calculer la plus grande gamme. Pour les autres gammes il parait logique de faire un décrément logarithmique (division par 2 de la gamme précédente).
calcul :
vm = VrefADC
is >> ib (ib courant de fuite AOp)
VrefADC = (Rs +Rg) is

application numérique :
VrefADC = 4.096 Volts Rs = 36M?
on fixe is =100nA
VrefADC =(Rs + Rg) is
Rg = VrefADC / is –Rs
Rg = 4.96M? on prend une résistance normalisée **Rg = 4.7M?**
Vref = Rg is
Vref = 0.47 volts
pour obtenir cette référence, on la tire de la référence générale (VrefADC = 4.096 Volts). On utilise un pont diviseur de tension.



On choisit **R1=10k?** et **R2 = 1.2k?** ce qui donne **vref = 0.44 Volts** .
Le courant de pont est voisin de 350nA, il doit être très grand devant ib.
La plus grande résistance Rs mesurable devient **Rsmax = 39M?**
Le rôle de l'AOp est très important car c'est de lui dont dépend une part de la précision de la mesure. Ses courants de fuite doivent être les plus faibles possibles (ib = 100pA). Il doit avoir un offset entrée/sortie faible (Vio = qq mV). Il doit pouvoir fonctionner avec une alimentation

mono tension de 5Volts et donc être rail to rail. Il doit aussi être relativement rapide pour pouvoir faire des changements de gamme (Slew rate = 1V/µs), mais il doit être stable en gain unitaire.
Le choix se portera sur un AOp de chez Texas Instruments le TLV2370, qui répond à ces critères
ib = 1pA (ibmax à 70°C 100pA)
Vio = 2mV (Viomax 4.5mV avec une dérive max de 2µV/°C)
Il est mono tension compatible 5V et rail to rail.
Slew rate = 2.4 V/µs (GBW 3 MHz) stable en gain unitaire
Il est conçu pour être très économe en énergie (consommation 550µA, et 25µA en veille).

Le changement de gamme sera assuré par un démultiplexeur 8 voies commandé numériquement. Ce circuit devra être relativement rapide et ne pas introduire de résistance Ron trop forte (Ron = 200?). Il devra être compatible avec les tensions du montage.
Le choix se portera sur un CD74HCT4051 démultiplexeur analogique commandé par 3 entrées numériques (compatible TTL). Il est alimenté en 5Volts et peut commuter des signaux analogiques de 0 à 10 Volts avec une résistance passante faible (Ron ˜ 70?).

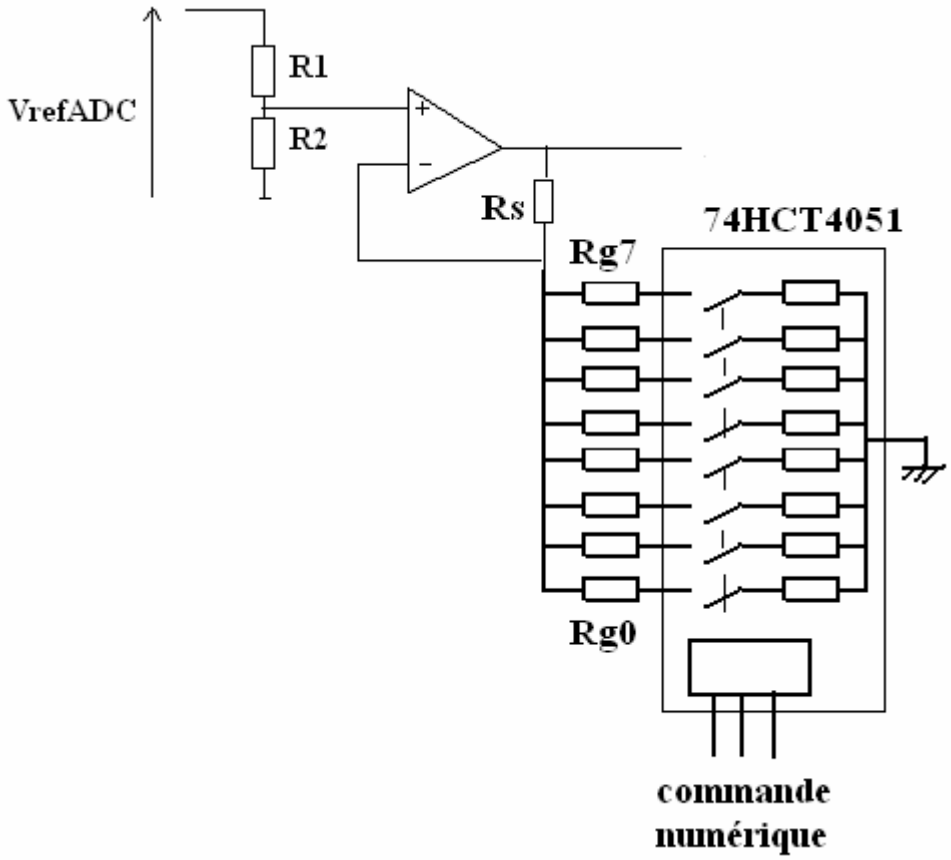


Figure 3. 5 : mise en oeuvre démultiplexeur 74HCT4051

Les résistances de gammes (Rg0 à Rg7) sont choisies dans des valeurs normalisées.

Gamme	0	1	2	3	4	5	6	7
Rg	22 K?	47 K?	100 K?	220 K?	470 K?	1 M?	2.2 M?	4.7 M?
Rsmax	180 K?	390 K?	830 K?	1.8 M?	3.9 M?	8.3 M?	18 M?	39 M?

Tableau 3. 2 : tableau gamme

Choix du convertisseur analogique numérique ADC.

Les gammes permettent un réel gain en précision, mais pour une gamme donnée c'est la résolution de l'ADC qui donne la précision finale.

Gamme	0	1	2	3	4	5	6	7
Rsmax	180 K?	390 K?	830 K?	1.8 M?	3.9 M?	8.3 M?	18 M?	39 M?
10bits	176?	381?	810?	1.76k?	3.81k?	8.10k?	17.6k?	38.1k?
12bits	44?	95?	203?	440?	950?	2.03k?	4.4k?	9.5k?

Tableau 3. 3: résolution du système suivant la résolution de l'ADC

En se plaçant dans le cas le plus défavorable (cas ou Rs est juste supérieur au Rsmax de la gamme inférieure), le choix d'un convertisseur 10bits peut s'avérer pénalisant.
Le choix d'un convertisseur 12bits peut être fait par un composant externe ou par un PIC 18F4523 (pas encore disponible à ce jour).
On pourra également étudier une augmentation de la précision par moyennage.
Le choix se portera donc sur l'ADC du PIC18F4620 qui n'est qu'un 10bits (les PIC18F4xxx sont compatible broche à broche, on peut donc passer à 12 bits sans trop de problème).
Les tests montrent que l'ADC a un offset assez fort (22mV). Pour s'affranchir de ce problème, il est apparu qu'une mesure différentielle de vs (vs = vm - vref), était nécessaire. Mais pour éviter de rajouter des capacités parasites dues au multiplexeur interne du PIC, cette mesure est faite en supprimant la gamme0 qui est remplacée par un circuit ouvert. La mesure de la tension vref se faisant dans cette gamme (is=0 => vs=0 => vm=vref).

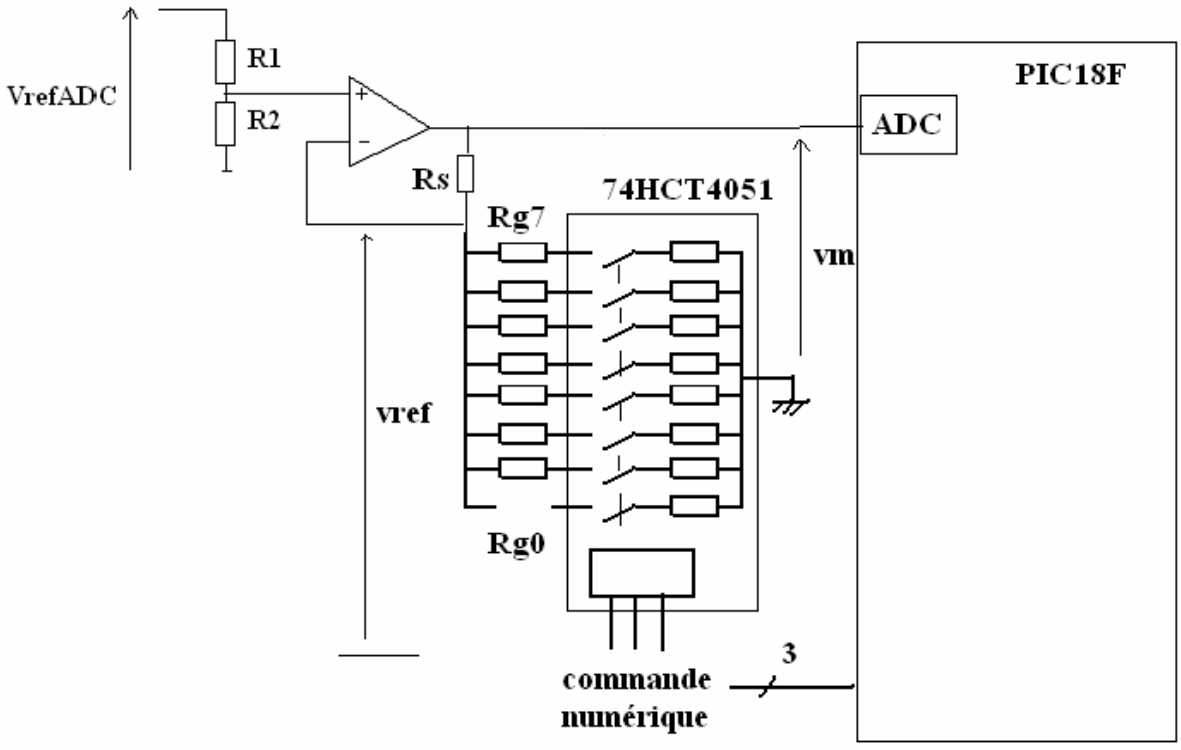


Tableau 3. 4 : schéma de principe

4 Pilotage par microcontrôleur

4.1 Fonctionnalité

Le cœur central du démonstrateur est un microcontrôleur PIC18. Cette technologie a été choisie, pour sa facilité de mise en œuvre (monocomposant, facilité de programmation). Le fait de choisir un petit processeur (8bits) est lié à un soucis de consommation électrique. Sa puissance de calcul de 1 MIPS, pour 4Mhz, nous permet d'avoir une consommation électrique raisonnable (voir étude énergétique).

Le PIC 18F est doté de plusieurs périphériques (voir figure 1 et 2) :

_ module PWM

_ module liaison asynchrone (type RS232)

_ module liaison synchrone (type I2C, et SPI)

_ module ADC (10bits, et 12 bits dans un futur proche)

_ module Timer (1 8bits, et 3 16bits)

Seule manque la fonction de conversion numérique analogique DAC, et les fonctions d'amplifications analogiques (AOP).

La programmation du microcontrôleur est faite en C ANSI, pour garantir une certaine portabilité vers d'autres familles de microcontrôleur.

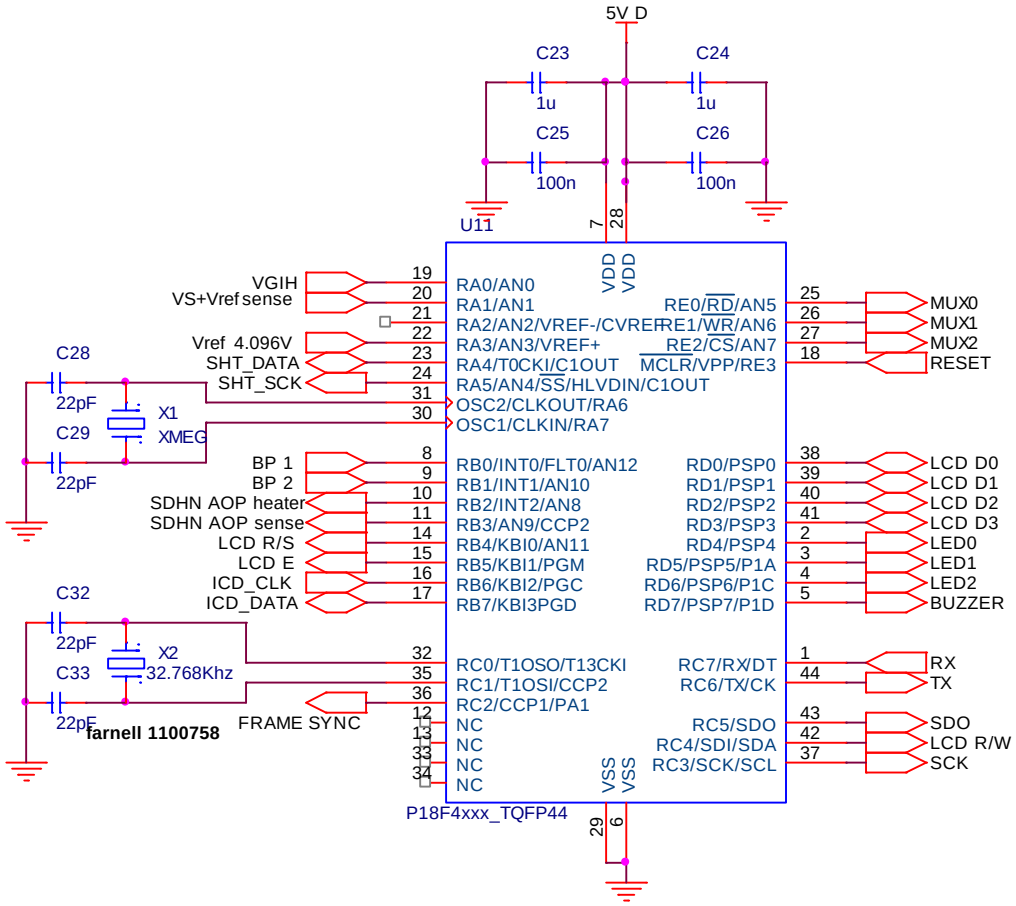


Figure 1 : utilisation des broches du pic18F

4.2 Communication

Le démonstrateur est équipé d'une liaison USB. Elle permet le contrôle total du démonstrateur (Calibration, Mesures, Sauvegarde).

Pour l'instant elle est configurée en émulation série (pas de parité, 8 bits, un bit de stop, pas de contrôle, 19200 baud).

La communication est à l'initiative de l'ordinateur. Le démonstrateur accuse la réception et passe en mode contrôle par USB.

5 Réalisation pratique

5.1 Contraintes

a) Avoir une grande autonomie électrique

b) Avoir un faible encombrement

c) Etre compatible avec la directive RoHS

d) Avoir le moins de bruit possible sur les mesures

e) Avoir la possibilité de faire des mesures sur le banc de test

5.2 Solutions techniques

a) Les divers composants ont été choisis pour offrir une faible consommation électrique. Le montage peut être alimenté par trois sources (Pile, USB, Alimentation extérieure).

b) Les composants sont de type CMS et ont un faible encombrement.

c) Ils répondent aussi à la norme RoHS.

d) Lors du routage un grand soin a été pris sur le blindage de la partie analogique. La partie analogique est située sur la face opposée du circuit imprimé. Un plan de masse sépare les deux faces. L'alimentation électrique a été séparée en deux parties (analogique et numérique), par un système de filtre RC.

e) La connexion du capteur est compatible avec le banc de test, grâce à une connectique miniDIN

5.3 Réalisation

La réalisation a été faite en équipe, avec l'atelier d'électronique. La partie routage a été faite sous ORCAD.

6 Test expérimentaux

6.1 Le banc du LCC

Les mesures doivent être faite sous ambiance contrôlée. Le banc de mesure du LCC (Figure 6. 1) permet de contrôler, la température, l'humidité, et la concentration de gaz dans une bouteille où sont placés les capteurs. Le démonstrateur a été conçu pour être compatible avec ce banc.

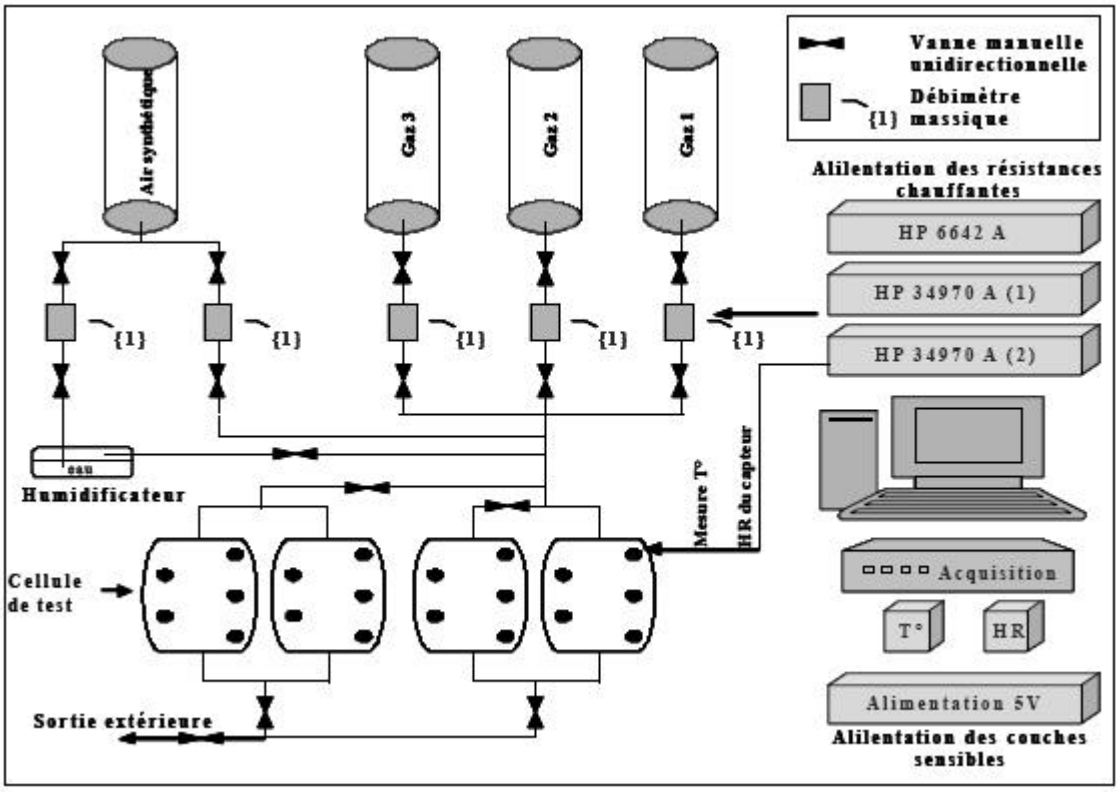


Figure 6. 1 Banc de mesure du LCC

6.2 Les mesures

6.2.1 Les premières série de mesures

Le démonstrateur était équipé pour la mesure d'un convertisseur ADC avec une précision de 10bits et d'un système de changement de gamme automatique. Il s'est avéré que la précision n'était pas suffisante. Le changement de gamme était fait sur le palier « 0 » qui a une température de 100°C. Il s'avère que la résistance mesurée sur ce palier est très différente des résistances utiles mesurées par la suite. De plus les résistances utiles mesurées par la suite sont beaucoup plus faibles que prévus (Figure 6. 2). Lors de la normalisation on peut voir que l'information est insuffisante (Figure 6. 3)

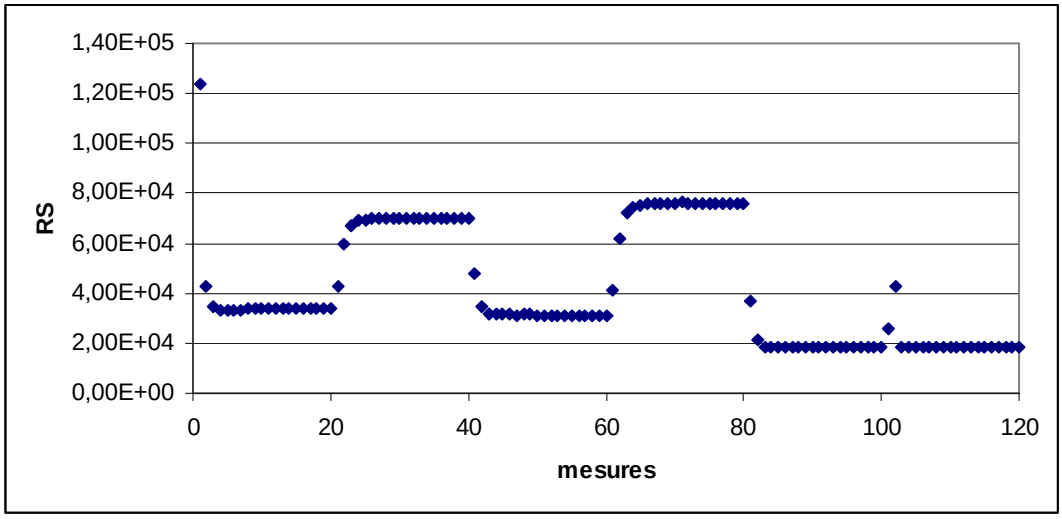


Figure 6. 2 mesure de RS dans l'air synthétique du 23/10/2006

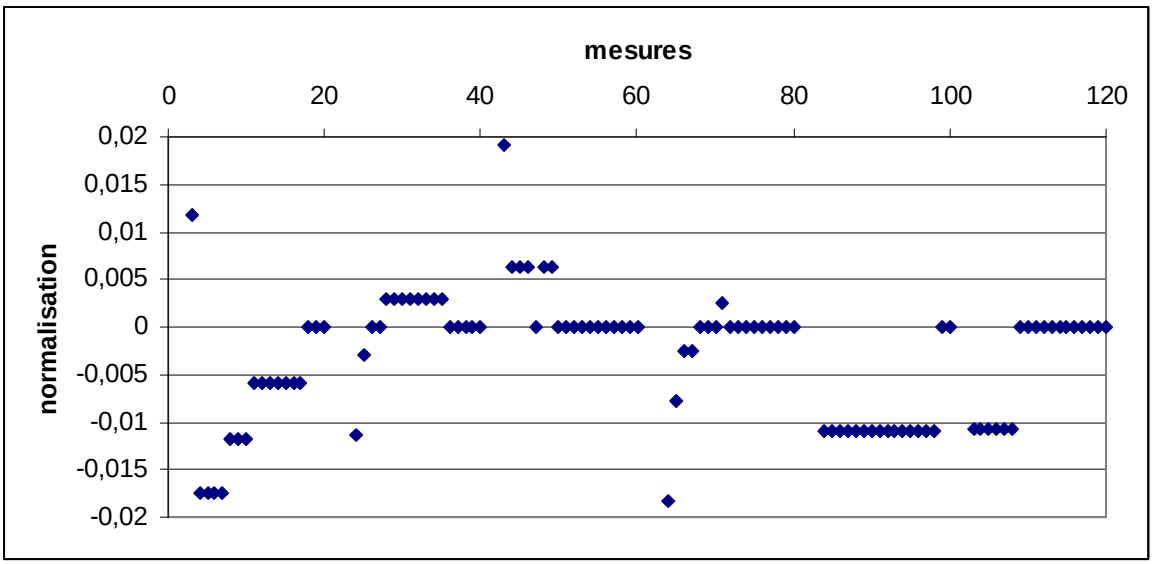


Figure 6. 3 normalisation de RS dans l'air synthétique du 23/10/2006

6.2.2 Les nouvelles mesures

Il a été décidé de modifier le démonstrateur pour lui donner un ADC d'une précision de 16 bits. Les résultats montre une nette amélioration des résultats (Figure 6. 5).

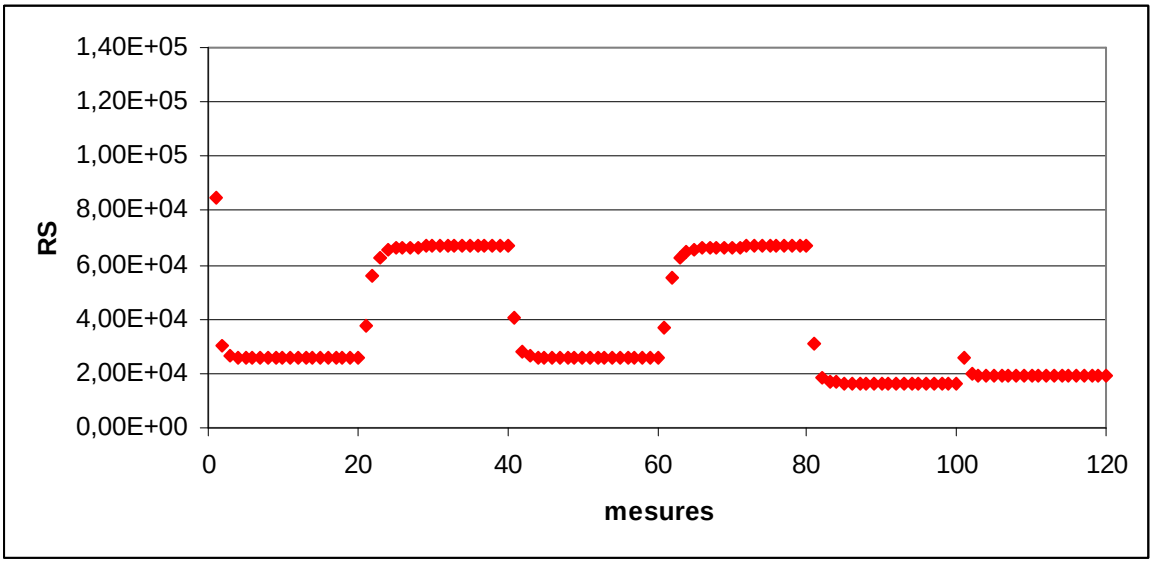


Figure 6. 4 mesure de RS dans l'air synthétique du 23/11/2006

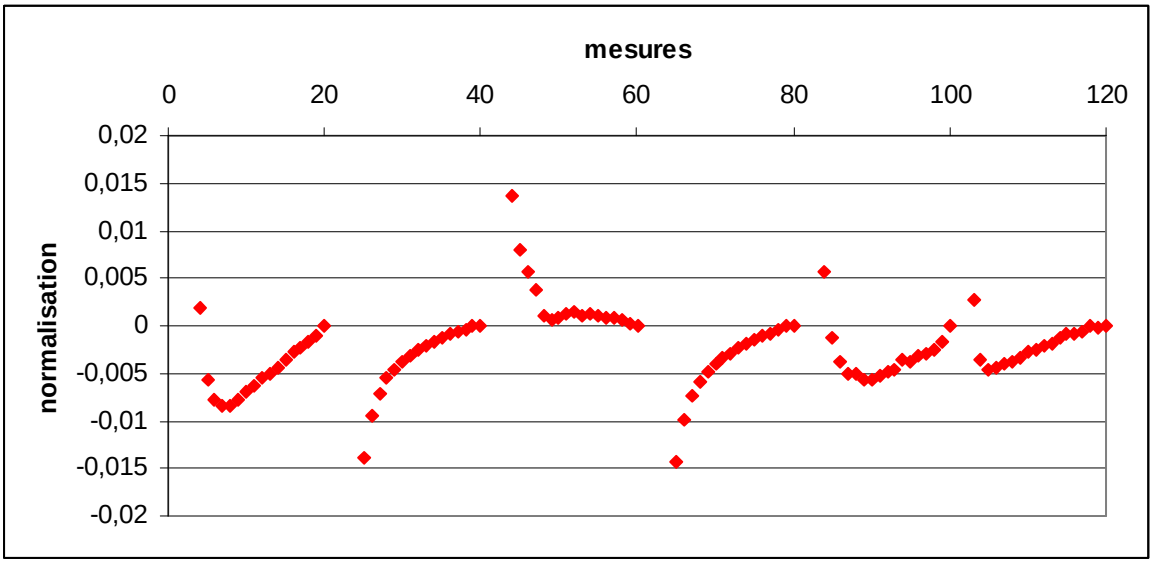


Figure 6. 5 normalisation de RS dans l'air synthétique du 23/11/2006

6.3 Comparatif avec la mesure instrumentale

La méthode de mesure du démonstrateur est différente de la méthode utilisée par les chercheurs. Dans notre cas nous utilisons un courant constant, et nous lisons la différence de potentiel aux bornes de Rs. Dans la méthode utilisée par les chercheurs, ils utilisent un montage potentiométrique. Dans le premier cas on à une image linéaire de Rs = Vs/Is, dans le second cas l'image n'est pas linéaire Rs=Rl (Vcc/Vl-1). L'avantage de la méthode potentiométrique est d'offrir un effet de zoom sur les basses impédances, par contre le courant Is n'est pas maîtrisé. L'avantage de la méthode à courant constant est d'avoir la même précision sur toutes les impédances (dans la gamme).

Les mesures faites par le LCC sont moyennées sur 250 échantillons toute les 20ms, alors que le démonstrateur ne fait qu'une moyenne sur 5 échantillons toutes les 20ms. La carte d'acquisition du LCC est une NI 6035E échantillonnant à 200Ké/s sur 16 voies avec une résolution de 16 bits (50 échantillons/ 4ms x 5 = 250 échantillons toutes les 20ms).

7 Amélioration possibles

- Améliorer la précision des mesures de Rs :
  par une plus grande résolution de l'ADC (passage à 16bits ou plus).
  et ou par une mesure plus ciblée dans la partie utile du signal (gammes, piloter le span et l'offset de l'ADC).
- voir une sonde de température intégrée au capteur.
- Ajouter une Interface Homme Machine sur PC.
- Mesure de Rs à tension constante si cela s'avère nécessaire pour le capteur (variation de Rs avec la tension).

ANNEXE

A1) Etude de la PWM

A1.1. Cadre :

Conception d'un capteur de gaz basé sur des transitoires de température. Le chauffage est réalisé à l'aide d'une résistance Rh, et commandé par un PIC18F.

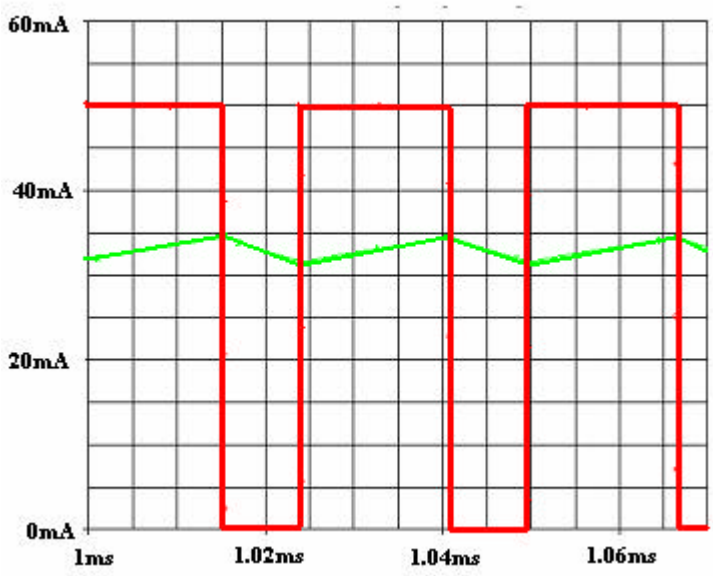
Une pré-étude de Rh montre une forte variabilité à la réalisation de 50Ω à 100Ω et une évolution en température de la forme $Rh=Rh_0 (\alpha\theta^2 + \beta\theta + 1)$ ce qui donne à une température de 500°C une résistance de 70Ω à 150Ω.

Pour une température de 500°C la puissance est de l'ordre de 100mW.

I (mA)	**Rh (**W)	**P (mW)**	q **(°C)*** *estimation*
0	72	0	*22**
13	75	13	*120**
26	87	58	*310**
30	100	100	*500**

Tableau 1: variabilité de Rh en fonction de la température

Pour obtenir 100mW (à 500°C) il faut un courant moyen de 26mA pour un Rh_{froid} 100Ω et 45mA pour un Rh_{froid} 50Ω



De plus la résistance Rh est sujette à un vieillissement accéléré, si elle est soumise à de fortes densités de courant, même pour des temps très courts (quelques µs). Ceci obligera à lisser le courant et à en limiter les dépassements. On cherchera à limiter le dépassement à 10% de la puissance.

Une solution est d'utiliser une inductance de lissage.

Figure 2 : courant de PWM lissé et non lissé

Une étude du PIC18F montre que le module PWM est limité en fréquence. A une fréquence d'horloge maximum de 40MHz (Vcc 5v), la fréquence de PWM maximum est de 39KHz, pour une précision de 10 bits.

PWM Frequency	2.44 kHz	9.77 kHz	39.06 kHz	156.25 kHz	312.50 kHz	416.67 kHz
Timer Prescaler (1, 4, 16)	16	4	1	1	1	1
PR2 Value	FFh	FFh	FFh	3Fh	1Fh	17h
Maximum Resolution (bits)	10	10	10	8	7	6.58

Tableau 2 : fréquence de PWM et résolution à 40Mhz

Le module PWM n'étant pas capable de fournir plus de 25mA, l'utilisation d'un composant externe pour la commutation devient impérative. On choisit un PMOS de faible résistance comme élément de commutation.

A1.2. Montage :

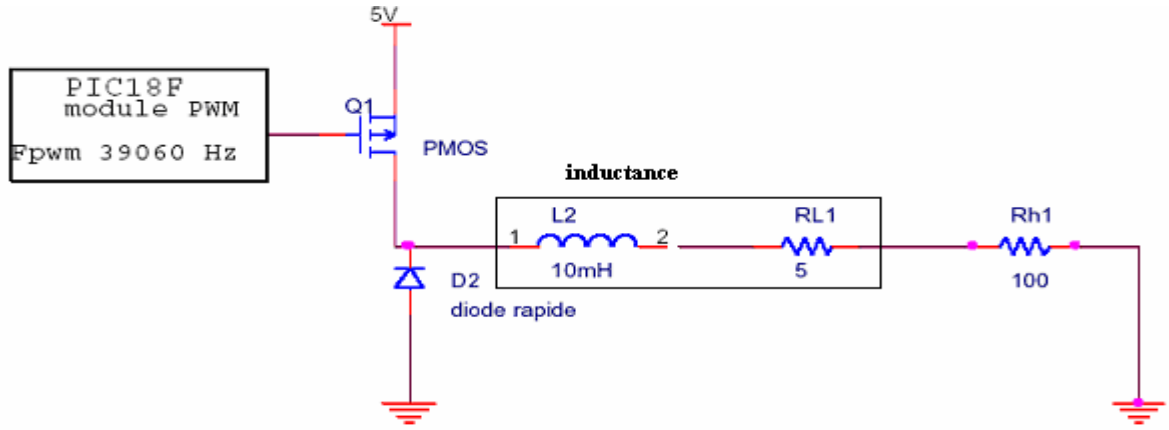


Figure 3 : schéma du montage de PWM lissée

A1.3. Etude :

Recherche d'une inductance pour limiter le dépassement en puissance à moins de 110mW et de résistance inférieure à 10Ω.
On a simulé sous Spice le schéma (Figure 4), fréquence 39,06 kHz, Tension de PWM 5Volts

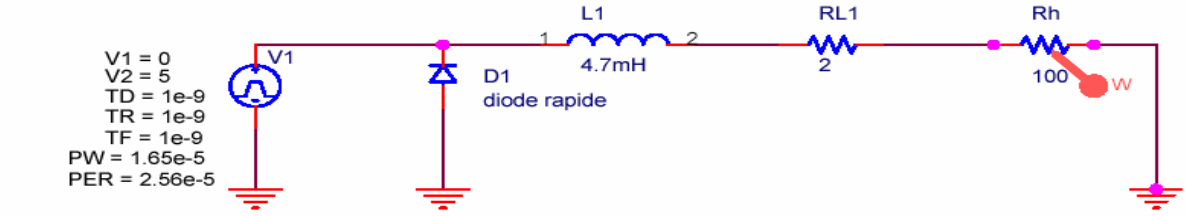


Figure 4 : schéma de simulation

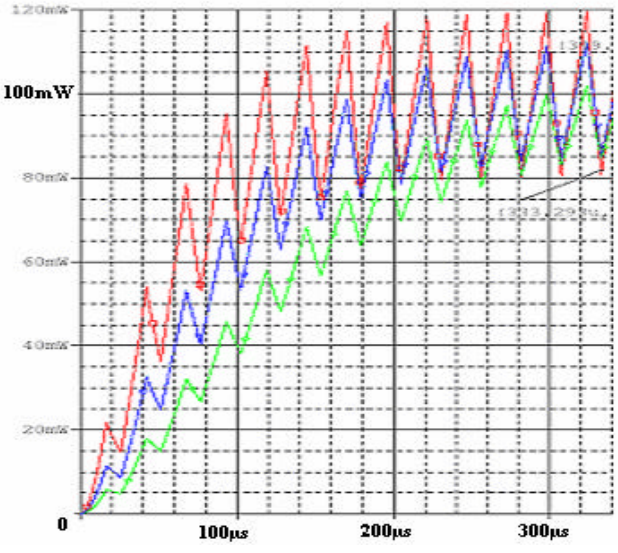


Figure 5 : transitoire de démarrage

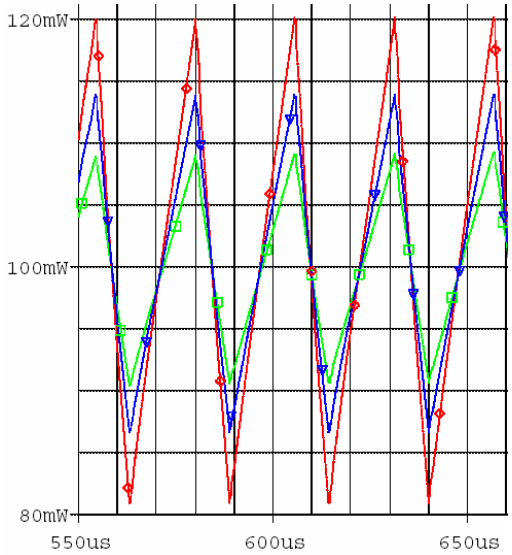


Figure 6 : régime stabilisé

Inductance	4.7mH	6.8mH	10mH
Puissance max	120mW	113mW	109mW
Temps d'établissement	300µs	400µs	600µs

Tableau 3 : dépassement et temps de d'établissement

L'inductance doit être de 10mH pour avoir un dépassement inférieur à 10%

Une étude montre que le dépassement maximum s'obtient pour un rapport cyclique de 66% (correspond à une puissance de 100mW sur un Rh = 105Ω)

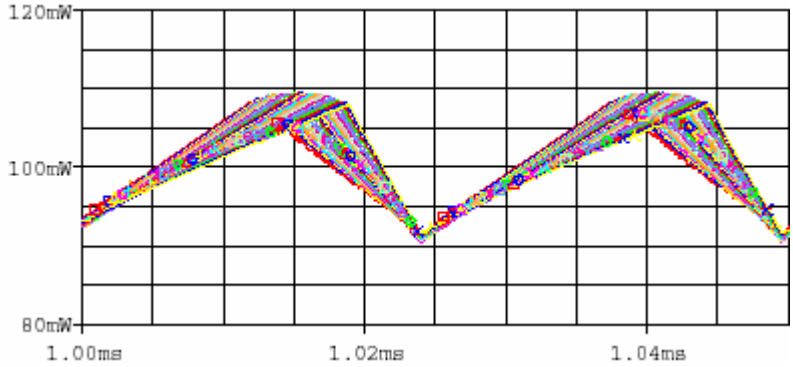


Figure 7 : puissance fonction du temps ; du rapport cyclique variable à puissance moyenne constante 100mW

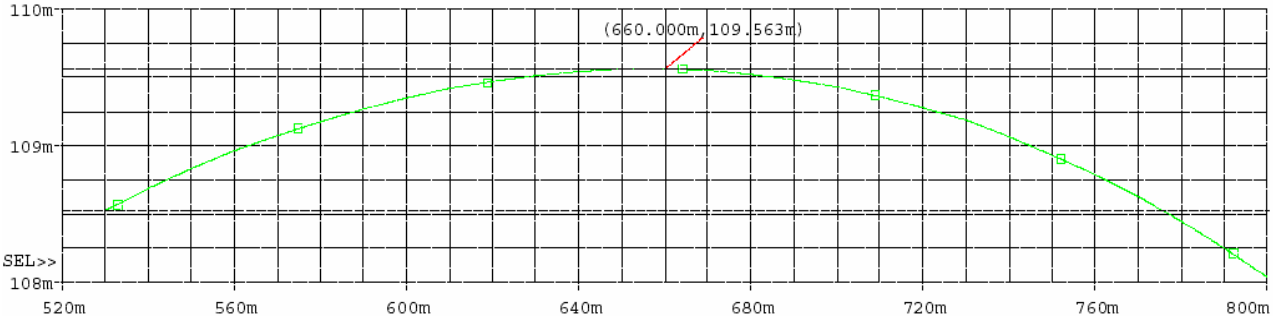


Figure 8 : variation du dépassement fonction du rapport cyclique

Inductance	**10mH/2**W			**10mH/10**W		
Rh (Ω)	70	104,86	150	70	87,76	150
t_{on} (µs)	13,93	16,9	20,09	15,48	16,9	21,15
duty (%)	54,43	66	78,49	60,47	66	82,62
Pmax (mW)	108,51	109,54	108,18	108,19	108,73	106,90
P (mW)	100	100	100	100,00	100,00	100,00
D**P (mW)**	**8,51**	**9,54**	**8,18**	**8,19**	**8,73**	**6,90**

Tableau 4 : variation du dépassement

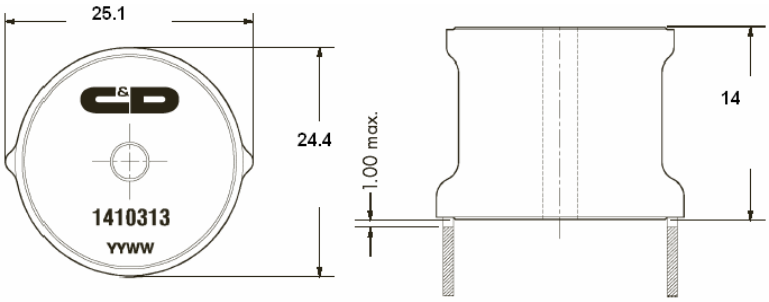
Les inductances de fortes valeurs sont résistives à volume réduit. La résistance interne de l'inductance ne réduit que légèrement le dépassement

A1.4. <u>Conclusion :</u>

On a un dépassement inférieure a 10% pour un inductance de 10mH. On peut trouver ces inductances chez divers constructeurs :

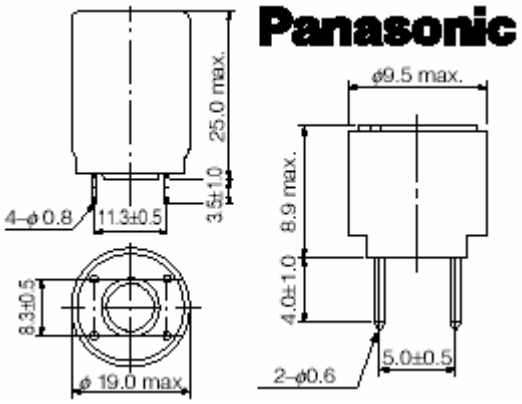
Constructeur	Référence	Résistance (Ω)	I saturation (mA)	Volume (cm^3)
C&D	1410604	4.5	400	9
Panasonic	ELC09D103F	18,8	80	1
	ELC15E103	4,6	300	6
	ELC18E103	2,7	330	9
WE	744742103	25	175	1

Tableau 5 : inductances

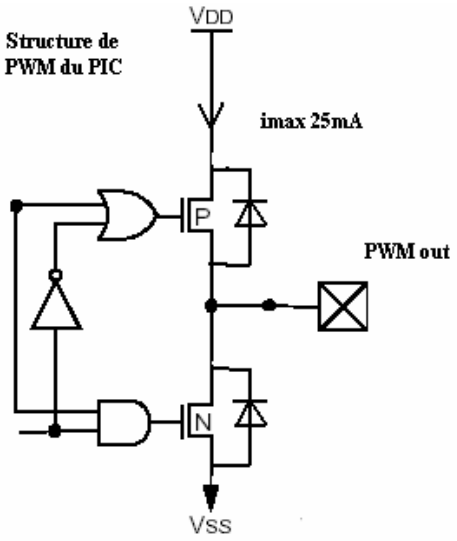


Chez le constructeur C&D une inductance de 10mH de 4,5 Ω et d'un volume inférieur à 9cm^3 référence :1410604

Chez le constructeur Panasonic plusieurs modèles d'inductances de 10mH avec une résistance variant de 19Ω à 2,7Ω avec des volumes de 1cm^3 à 10 cm^3 (type 09D, 16B, 18B, 12E, 15E, 18E)



A1.5. <u>Remarque :</u>



Il pourrait être intéressant de trouver un composant ayant un module de PWM acceptant de fonctionner à des fréquences plus élevées pour avoir une inductance de taille beaucoup plus petite.

Le module de PWM intègre les MOS et les diodes. S'il était compatible avec le courant demandé (45mA), il serait possible de faire un montage à forte intégration et à haut rendement.

A2) Etude énergétique

Comparaisons de la PWM et de la méthode « linéaire »

Pour faire la comparaison des deux méthodes, les résultats seront majorés dans les deux cas. Pour la PWM, on considérera son rendement égal à 100%, et pour la méthode linéaire égal à 67%. La base des calculs sera faite sur dix secondes avec une puissance utile de 150mW. La consommation du microcontrôleur est établie suivant les données du constructeur Microchip (DS39626B-page 331) voir Tableau 6

device	Idd	Vdd	Pdd	Fosc
PIC18F4620	2,5mA	5 volts	12,5mW	4Mhz (1MIPS)
PIC18F4620	21mA	5 volts	105mW	40Mhz (10MIPS)

Tableau 6 : consommation du PIC 18F4620 DS39626B-page 331

L'étude de la PWM nous montre que la fréquence de PWM doit être multipliée par la résolution pour obtenir la fréquence du microcontrôleur (dans notre cas Fpwm=39Khz résolution 10bits => Fosc= 40Mhz). Donc pour la PWM on a puissance « étage de puissance » (150mW) plus « microcontrôleur » (105mW), donc puissance totale 255mW.
Pour la méthode linéaire, puissance « étage de puissance » (225mW), « microcontrôleur » (12.5mW), donc puissance totale 235mW.
Bilan énergétique sur dix secondes PWM 2,55J contre 2,35J, la méthode linéaire est moins gourmande en énergie.

méthode	Pu	P edp	P µC	P t	Energie (10s)
PWM	150mW	150mW	105mW	255mW	2,55J
linéaire	150mW	225mW	12.5mW	235mW	2,35J

Tableau 7 : comparatif méthode PWM contre linéaire

Etude réelle
méthode linéaire

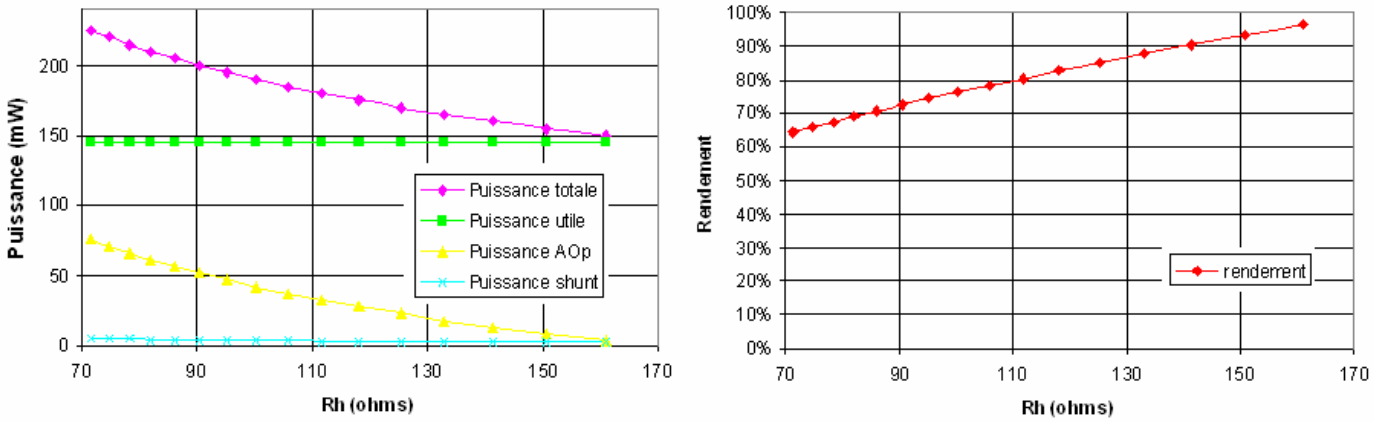
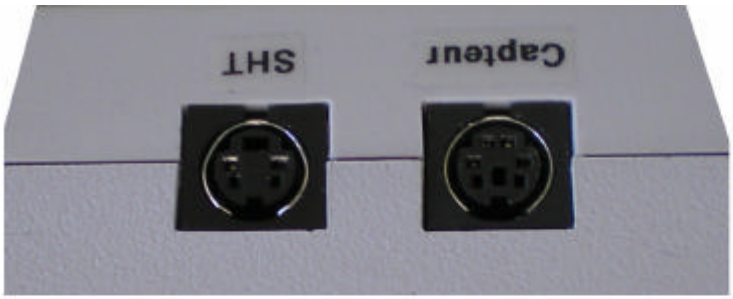
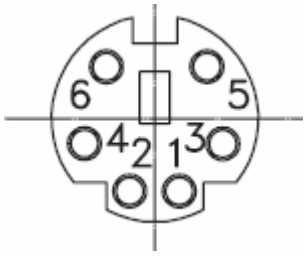


Figure 9 : variation de la puissance totale et du rendement pour une puissance utile de 144,9 mW

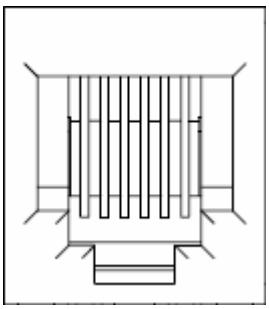

SHT
Capteur

CAPTEUR GAZ
RAS
Calibration
Alarme
Mesure
Gaz
Reset
Off
Alim USB
Alim Ext
Pile
CNRS-LAAS-2i
Alim
USB

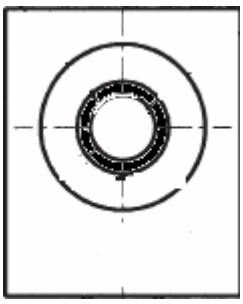
Connecteur SHT miniDIN 4
1 SHT_CLK
2 5VD
3 GND
4 SHT_DATA



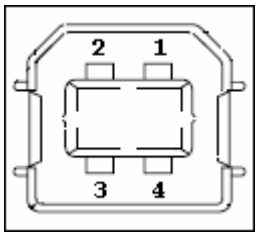
Connecteur Capteur Gaz miniDIN 6
1 GND
2 GND
3 GND (blindage VH-)
4 Vrefsense
5 VH+
6 VS+Vrefsense



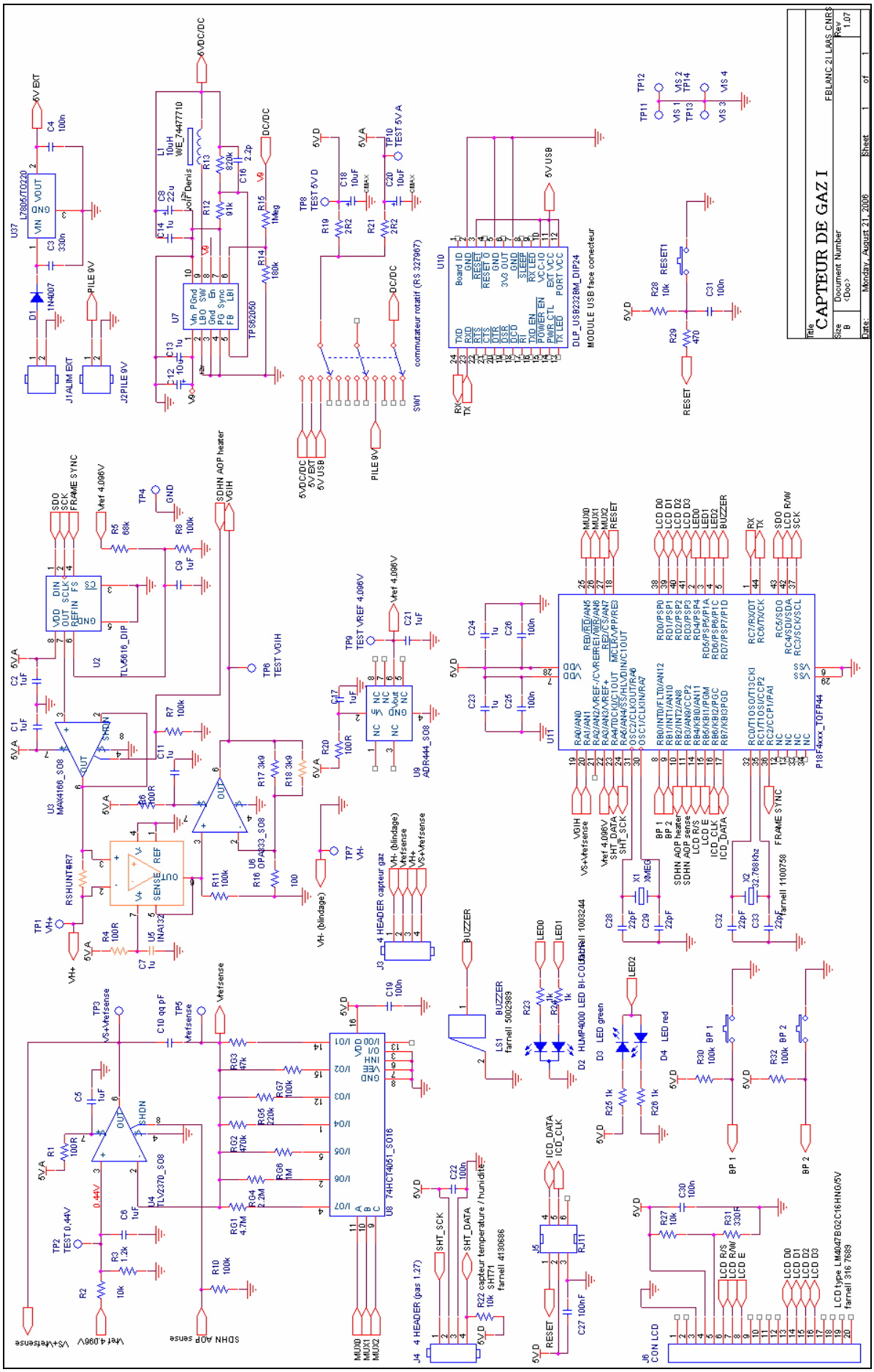
Connecteur DEBUG RJ11
1 RESET
2 5VD
3 GND
4 ICD_DATA
5 ICD_CLK
6 NC



Connecteur Alimentation extérieure 9V
Centre +9V
Périphérie GND

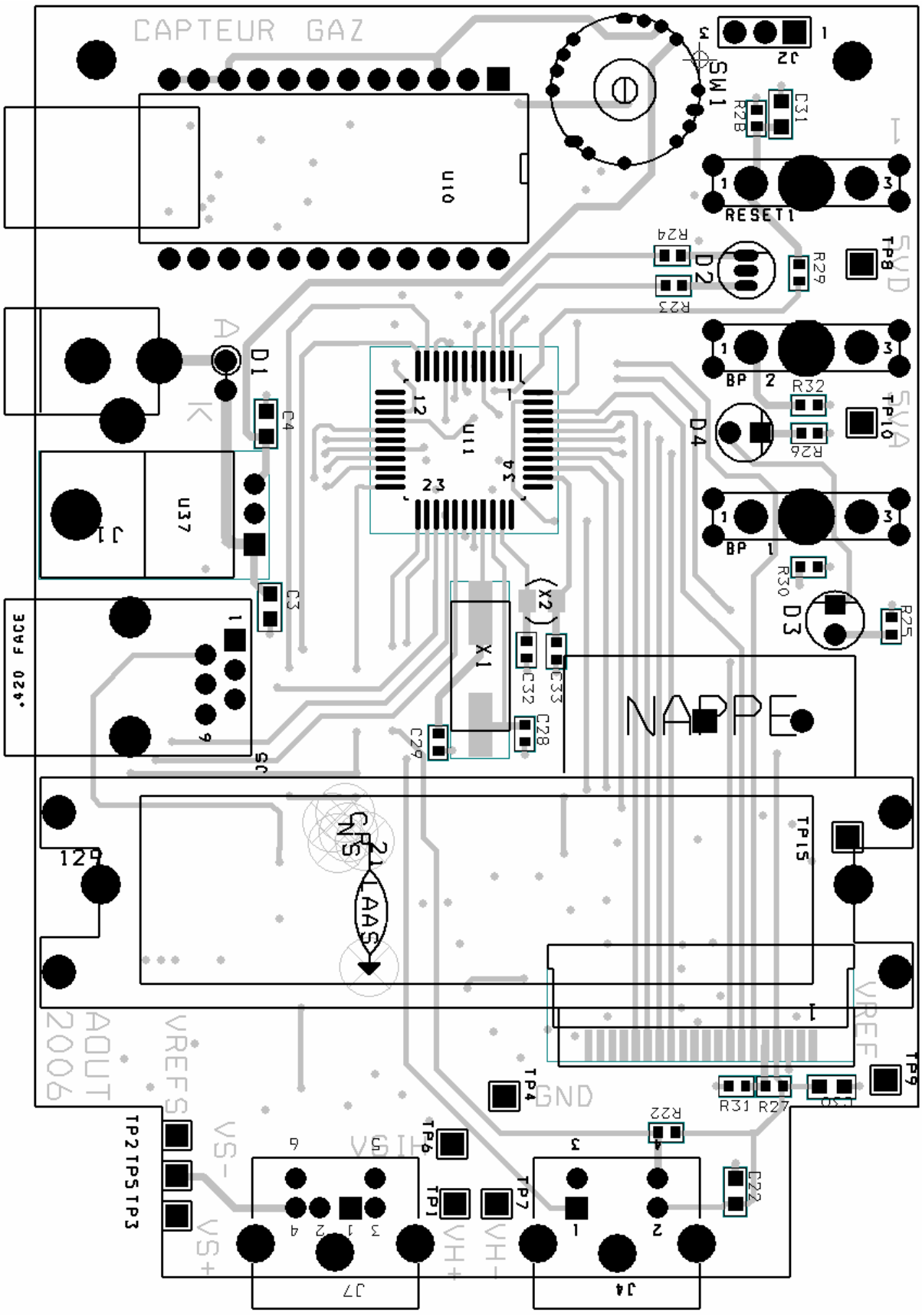


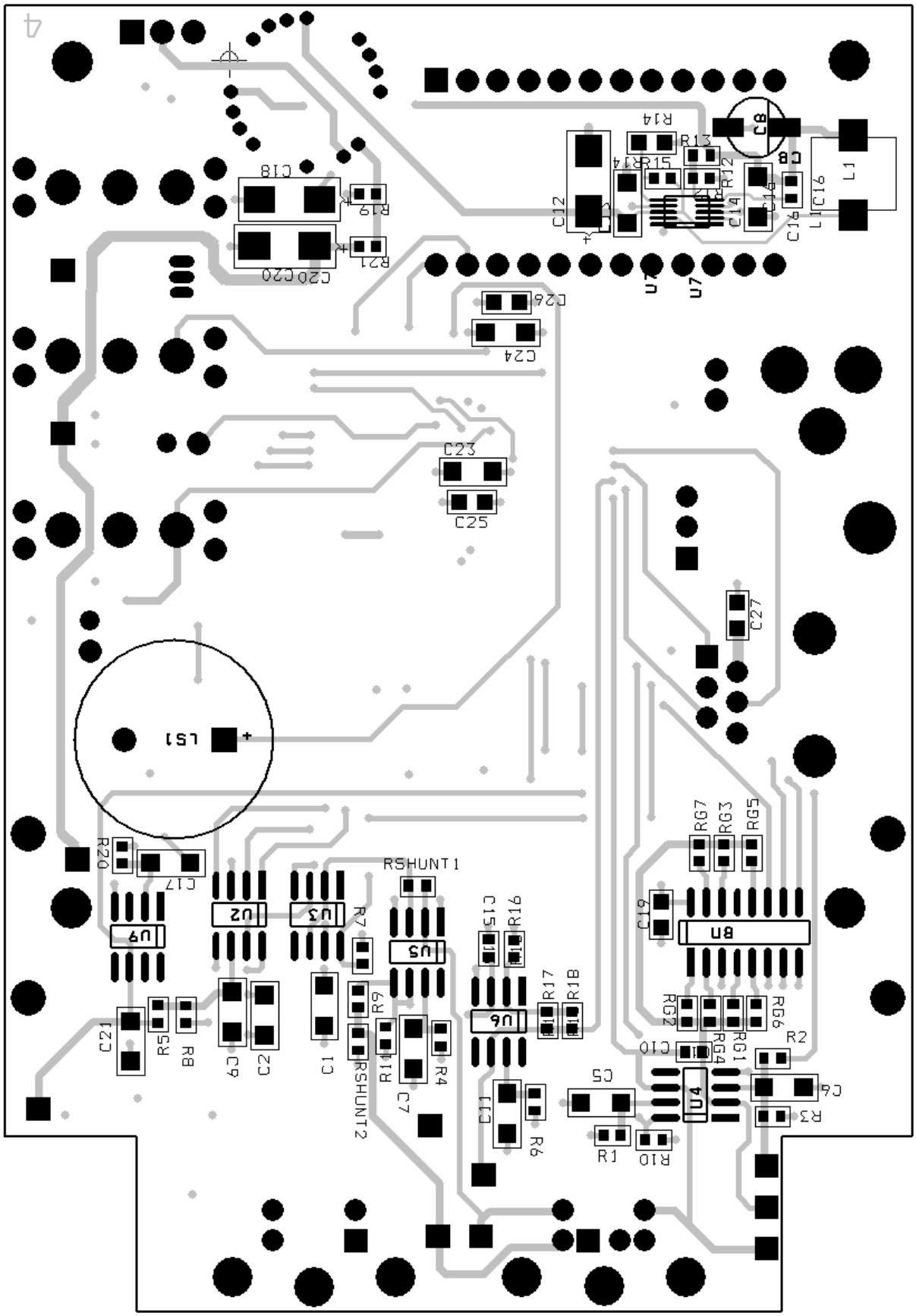
Connecteur USB type B
1 Vbus (5V)
2 D-
3 D+
4 GND


CAPTEUR DE GAZ I
FBLANC 21 LAAS CNRS
Document Number
Rev
1.07
Date: Monday, August 21, 2006
Sheet 1 of 1

Quantité	Référence	Part	Package	Cmd
3	RESET1,BP 1,BP 2	SW PUSHBUTTON	RAD/.300X.200/LS.200/.031	RS 174 2446
13	C1,C2,C5,C6,C7,C9,C11, C13,C14,C17,C21,C23,C24	1uF	SM/C_1206	
1	C3	330nF	SM/C_0805	
7	C4,C19,C22,C25,C26,C27, C30,C31	100nF	SM/C_0805	
1	C8	22uFpanasonic EEE1CA220SR	SM/CP_22uF	F 969 6938
3	C12,C18,C20	10uF	SM/CT_6032_12	F 969 4781
1	C16	2.2pF	SM/C_0603	
4	C28,C29,C32,C33	22pF	SM/C_0603	
1	D1	1N4007	dax/.425x.100/.40	
1	D2	HLMP4000 LED BI-COLOUR	LED/0.5_BI	F 100 3244
1	D3	LED green	LED/0.5	F 100 3214
1	D4	LED red	LED/0.5	F 100 3316
1	J1	ALIM EXT	EMBASE_ALIM_1,3_HAUTE	F 224 959
1	J2	pile 9V		
1	J4	miniDIN4	DINC/MIN_TM/4	RS 505 1132
1	J5	RJ11	tele/tm.420face/6x6	
1	J6	CON LCD	CONN_FFC_20_1MM	F 107 9944
1	J7	miniDIN6	mini din 6	RS 505 1148
1	LS1	BUZZER	cpcyl1/d.650/ls.325/.040	F 500 2989
1	L1	10uH	SM/CT_7343_12	RS 367 4244
1	RG1	4.7M	SM/R_0603	
1	RG2	470k	SM/R_0603	
1	RG3	47k	SM/R_0603	
1	RG4	2.2M	SM/R_0603	
1	RG5	220k	SM/R_0603	
2	RG6,R15	1M	SM/R_0603	
7	RG7,R7,R8,R10,R11,R30 ,R32	100k	SM/R_0603	
1	RSHUNT1	4R7	SM/R_0603	
1	RSHUNT2	0R	SM/R_0603	
5	R1,R4,R6,R16,R20	100R	SM/R_0603	
4	R2,R22,R27,R28	10k	SM/R_0603	
1	R3	1.2k	SM/R_0603	
1	R5	68k	SM/R_0603	
1	R12	91k	SM/R_0603	
1	R13	820k	SM/R_0603	
1	R14	180k	SM/R_0805	
2	R17,R18	3k9	SM/R_0603	
2	R19,R21	2R2	SM/R_0603	
4	R23,R24,R25,R26	1k	SM/R_0603	
1	R29	470R	SM/R_0603	
1	R31	330R	SM/R_0603	
1	SW1	commutateur rotatif	COM_ROT_3X4_	RS 327 967
1	U2	TLV5616	DIP.100/8/wg.300/l.400	TI
1	U3	MAX4166	DIP.100/8/W.300/L.450	MAXIM
1	U4	TLV2370	sog.050/8/wg.244/l.175	F 845 4981
1	U5	INA132	sog.050/8/wg.244/l.175	RS 252 1644
1	U6	OPA333	sog.050/8/wg.244/l.175	TI

1	U7	TPS62050	AD5322	F 932 4291
1	U8	74HCT4051	sog.050/16/wg.244/l.425	F 838 9128
1	U9	ADR444_SO8	sog.050/8/wg.244/l.175	ANALOG
1	U10	DLP_USB232BM	USB_DIP24	DILTRONIC
1	U11	P18F4xxx	quad.050/44/wg.785	F 1212705
1	U37	L7805		
1	X1	4 Mhz	cyl/d.150/ls.100/.031	F 971 3786
1	X2	32.768Khz	cyl/d.150/ls.100/.031	F 110 0758
	LCD	LM4047		F114 4459
	BOITIER			F 775 812


CAPTEUR GAZ
U10
SW1
J2
C31
R28
RESET1
R24
D2
R23
R29
TP8
5VD
BP 2
R32
D4
R26
TP10
5VA
BP 1
R30
D3
R25
D1
C4
U11
U37
J1
C3
.420 FACE
X1
X2
C32
C33
C28
C29
NAPPE
TP15
129
LAAS
AOUT 2006
VREFS
VREF
TP4
GND
R31
R27
TP9
R22
TP2 TP5 TP3
VS-
VS+
TP6
TP1
TP7
VH+
VH-
C22
J7
J4


C18
R19
R21
C20
C26
C24
C23
C25
C27
LS1
R20
C17
U9
U2
U3
R7
RSHUNT1
U5
C15
R16
U6
R17
R18
C19
U8
RG7
RG3
RG5
RG2
RG6
RG4
RG1
C10
R2
C6
R3
U4
C5
R1
R10
C11
R6
C21
R5
R8
C9
C2
C1
R9
R11
R4
C7
RSHUNT2
C12
R14
R13
R15
R12
C14
C16
C8
L1
U7