

# Le PCB du RDAM : pourquoi et comment

AvionicsDuino, mars 2026

## Introduction

Le RDAM comporte un seul PCB qui gère tous les capteurs EMS et EFIS. Il a été conçu principalement pour les moteurs Rotax, mais avec quelques modifications mineures en fonction des capteurs utilisés, il peut être adapté à d'autres moteurs. Ces notes fournissent des informations sur les choix effectués lors de la conception de ce PCB, les raisons qui les motivent, son organisation, ainsi que la manière dont les valeurs des composants ont été calculées.

## Les entrées

### Ratiométriques pour les capteurs résistifs

- Température d'huile (capteur VDO 150°)
- Températures culasses cylindres 2 et 3 (capteurs VDO 150°)
- Pression d'huile (capteur résistif VDO)
- Température du liquide de refroidissement (capteur VDO 120°)

### Non ratiométriques :

- 4 EGT
- 2 intensités
- 1 AFR
- Capteur de pression d'huile Keller

### Autres entrées

Une sonde de température intérieure (One Wire)

Un capteur de pression d'admission

Un capteur de pression absolue barométrique (pression statique)

Deux capteurs de pression différentielle (Pitot probe, AOA)

## L'ADC (Analog to Digital Converter)

De multiples essais ont confirmé les limites des ADC de l'ESP32. On utilise donc des ADC externes. On a choisi l'ADS7828 (1) de Texas Instruments qui n'est pas trop onéreux et qu'on a testé extensivement : 12 bits, 8 canaux, interface I2C, avec possibilité d'utiliser soit une référence externe, soit une référence interne de 2.5 volts.

On n'a pas pu trouver d'ADC à 8 canaux, 12 bits, plus performant (connexion SPI et double alimentation) et à un prix restant raisonnable.

Il faut deux ADC externes, l'un pour les capteurs ratiométriques, l'autre pour les capteurs non ratiométriques, puisque la tension de référence est différente dans les deux cas.

Les ADS7828 sont obligatoirement alimentés en 3,3 volts en raison de l'interface avec le microcontrôleur.

## Les capteurs

Avec les capteurs résistifs ratiométriques, on mesure une résistance, par comparaison avec une résistance de précision de valeur connue. La tension de référence externe est la tension d'alimentation de 3,3 volts dont la précision n'est pas critique, elle peut fluctuer un peu sans retentissement sur le résultat de la mesure. En effet, seule est critique la précision de la résistance qui est en série avec le capteur.

Pour les capteurs non ratiométriques, on mesure une tension par comparaison avec la tension de référence interne, très précise, de 2,5 V.

Les contrôleurs EGT et AFR ont une tension de sortie comprise entre 0 et 5 V. Les amplificateurs de mesure du courant délivrent une tension de sortie comprise entre 0 et la tension d'alimentation de 3,3 V, sans aucune relation de proportionnalité avec cette tension. Le capteur de pression d'huile Keller (cf. plus bas) fournit un signal dont la tension est comprise entre 0,4 et 1,5 volts, pour une résistance en série de 100 ohms, et si on se limite à une pression max de 7 bars.

Les signaux de tous les capteurs non ratiométriques sont adaptés par l'étage d'entrée afin de les ramener dans la plage de 0 à 2,5 volts, ce qui permet leur comparaison avec la référence interne de 2,5 volts de l'ADS7828.

## Alimentation 3,3 volts

Les ponts de résistances ratiométriques des capteurs de température et de pression sont alimentés en 3,3 V via un régulateur linéaire LDO LDL1117S33R [2]. Un second LDL1117S33R alimente le reste des composants analogiques et en particulier les ADC ADS7828.

## Echantillonnage

On a intérêt à échantillonner le signal d'entrée le plus rapidement possible, puis à filtrer numériquement et énergiquement. Mais cela dépend aussi de la fréquence de mise à jour des capteurs. Ce point n'est pas limitant pour les capteurs de température. Pour les EGT, le temps de réponse de l'amplificateur de thermocouple utilisé (AD8495 [3]) est d'environ 40  $\mu$ s, compatible avec un échantillonnage très rapide. Pour le contrôleur AFR utilisé (PLX SM-AFR [4]), la fréquence de rafraîchissement est inconnue. Le temps de réaction de la sonde lambda Bosch LSU4.9 [5] est au mieux de 150 ms, mais le contrôleur de la sonde met peut-être à jour la tension de sortie analogique plus rapidement. En fait, rien n'empêche d'échantillonner rapidement.

## Les filtres RC éventuels

Ont-ils un intérêt ? On peut effectuer un filtrage numérique très efficace. Donc, pour ne pas complexifier les circuits, le PCB du RDAM ne comporte aucun filtre analogique, ni filtre RC passif ni filtre actif.

Les simulations LTspice montrent qu'un condensateur de 100  $\mu$ F entre les broches d'entrée des amplificateurs d'instrumentation (cf. plus bas) améliore considérablement le signal de sortie. Mais une telle capacité, chargée et déchargée au travers de résistances de valeurs élevées, retarde beaucoup les variations de certaines tensions et écrête les amplitudes. Une capacité plus faible, de 4,7  $\mu$ F, a été choisie.

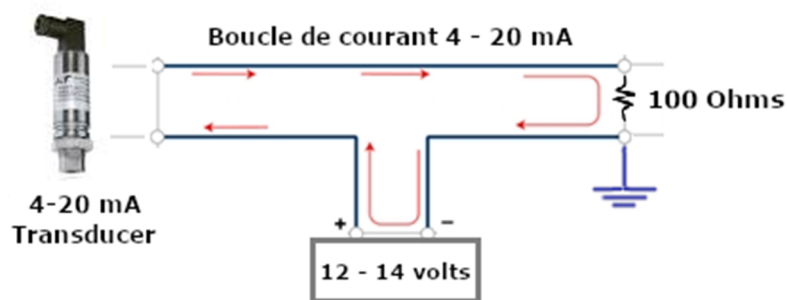
Une résistance de 47 ohms et un condensateur céramique de 1  $\mu$ F sont placés entre la sortie des étages d'entrée et l'entrée des ADC. Il ne s'agit pas d'un filtre RC, mais d'un matching network [6], destiné à protéger les amplificateurs opérationnels des perturbations transitoires d'échantillonnage de l'entrée de l'ADC, à fournir un réservoir de charge pour recharger les condensateurs d'échantillonnage de l'ADC, et à isoler les canaux les

uns des autres pendant leur balayage par le multiplexeur d'entrée, en évitant la fuite de charge du canal précédent vers le suivant au cours de la séquence de balayage.

## Le capteur de pression d'huile Keller

Une certaine confusion a été entretenue par Rotax, notamment en raison d'erreurs et d'imprécisions dans la SI-912-020R8 [7] qui a suivi la généralisation de ce capteur à tous les moteurs à partir de 2012. Le graphique de la page 2, section 79-00-00, de cette SI est erroné. La notion de gamme de pression mesurée s'étendant de 0,75 bars à 10,75 bars (pour 4 à 20 mA dans la boucle de courant) était pour le moins exotique, sachant que la fiche technique du capteur Keller utilisé (PAA-21Y [8]) fait état d'une gamme allant de 0 à 10 bars. On ne voit pas pourquoi Rotax aurait fait fabriquer spécialement en OEM par Keller un capteur de 0,75 à 10,75 bar. D'ailleurs, Dynon [9] a testé physiquement ce capteur et affirme que sa gamme est de 0 à 10 bars. MGL ne dit pas autre chose [10]. Par ailleurs, la doc Keller ne le précise jamais, mais ce capteur est un capteur de pression absolue, comme indiqué dans le manuel d'installation de Rotax. Dans ce manuel, il est également précisé qu'au sol et moteur arrêté, en raison de la « configuration électrique de ce capteur », la valeur affichée peut être de 0,2 bar (3 psi) au lieu de zéro (affichée par quoi ? Cela n'est pas précisé...), en fonction du QNH et de l'altitude. Il est donc très probable que la gamme de ce capteur soit bien de 0 à 10 bar, 0 bar correspondant au vide absolu, et 4 mA correspondant à la pression atmosphérique standard de 1013 hPa. Ce capteur peut être alimenté par le réseau de bord, donc avec 12 à 14 V. Pour mesurer le courant qu'il fournit, selon le principe d'une boucle de courant, il faut donc le mettre en série avec une résistance  $R_{shunt}$  fixe aux bornes de laquelle on mesure une tension qui peut ensuite être convertie en pression. La pression d'huile maximale du Rotax 912 étant de 7 bars, on n'a pas besoin de la partie haute de la gamme, entre 7 et 10 bars. Le graphique du manuel d'installation Rotax indique une valeur de 15 mA dans la boucle de courant pour 7 bars.

Comme on utilise un ADS7828 avec sa tension de référence interne ( $V_{ref}$ ) de 2,5 volts, il faut que  $R_{shunt}$  puis l'in-amp AD8237 (cf. plus bas) génèrent une tension maximale de 2,4 volts pour un courant de 15 mA. Avec  $R_{shunt} = 100$  ohms (valeur adoptée par MGL [10]), la tension générée aux bornes de  $R_{shunt}$  va de 0,4 à 1,5 volts pour des courants de 4 à 15 mA. Si on introduit un offset négatif de 0,3 volts sur  $V_{in-}$ , et qu'on règle le gain sur 2, la différentielle entre les broches  $V_{in-}$  et  $V_{in+}$  de l'AD8237 variant entre 100 mv et 1.2 volts, la sortie de l'AD8237 varie entre 200 mv pour 0 bar et 2,4 volts pour 7 bars.



## Les étages d'entrée

Pour ces étages d'entrée, plutôt que des op-amps individuels comme dans l'EMS actuel, avec toutes leurs résistances externes de précision, on avait initialement envisagé d'utiliser des amplificateurs d'instrumentation

intégrés, tels que l'INA128 ou l'INA333. Mais ces in-amps (instrumentation amplifiers) conventionnels, basés sur 3 op-amps, ne sont pas conçus pour un tel usage, à savoir une tension différentielle et une tension de mode commun supérieures à 1 V, avec un gain faible compris entre 1 et 2. Les simulations montrent qu'on sort systématiquement des bornes fixées par le graphique « common mode voltage vs output voltage » [11-13]. On a ensuite envisagé d'utiliser un « two op amps in-amp » [14, 15], mais le nombre de résistances externes serait le même qu'avec le système actuel. Avec cette solution, pour obtenir un common mode rejection ratio (CMRR) tout juste acceptable, du genre 63 dB seulement, il faudrait de nombreuses résistances externes de très haute précision. On a donc décidé de mettre en œuvre un in-amp d'une autre technologie, l'AD8237 [16]. This in-amp is based on an indirect current feedback architecture that gives it an excellent input common-mode range. Il est parfaitement adapté à notre cas particulier. Les simulations dans LTspice et dans le Diamond Plot Tool d'Analog Device [17] le confirment. Cette puce intègre également des filtres anti-RFI (radio frequency interference). Elle ne nécessite que deux résistances externes pour fixer le gain, et elle n'est pas trop chère.

## Architecture des étages d'entrée

Un exemple est présenté sur le schéma LTspice ci-dessous (Fig. 1).

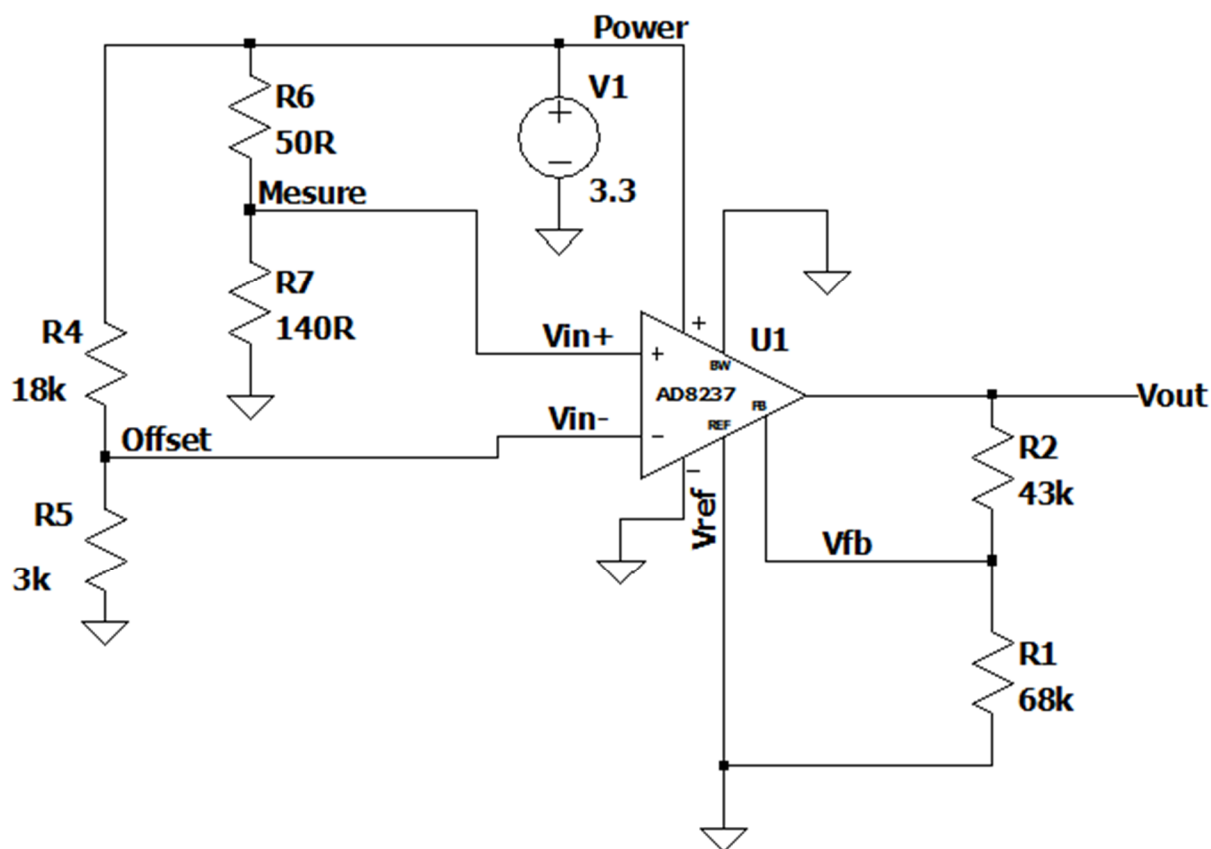


Figure 1 : Schéma LTspice d'un étage d'entrée du RDAM

La source V1 de 3,3 V correspond à la tension d'alimentation. Les valeurs des résistances sont calculées pour le capteur résistif de pression d'huile Rotax de première génération, dont la résistance varie entre 10  $\Omega$  (0 bar) et 140  $\Omega$  (7 bars) (cf. la page du site consacrée à ce capteur). Le capteur est ici représenté à sa valeur maximale de 140  $\Omega$  par la résistance R7. La résistance R6 optimale pour générer le maximum de différence entre les tensions min et max en sortie du pont diviseur R6/R7 serait de 37  $\Omega$  (ce qui donnerait une différence de 1,90 V). Mais l'intensité traversant le pont de résistances R6/R7 serait alors un peu trop élevée. On a opté pour

une valeur de R6 de 50 Ω qui offre un bon compromis : presque la même différentielle (1,88v), pour une intensité plus acceptable. Les tensions min et max en sortie du pont R6-R7 sont alors de 0,55 V et 2,432 V. Les résistances R4 et R5 sont choisies pour générer une tension d'offset de 0,47 V, injectée à l'entrée « soustractive » de l'in-amp AD8237. La sortie du pont R6/R7 est injectée à l'entrée « additive » de l'in-amp. Le courant appelé par les entrées Vin+ et Vin- de l'AD8237 est quasiment nul (<1 nA), donc les tensions de sortie des ponts ne sont pas affectées (alors que cela pouvait être le cas avec l'EMS Teensy, dont les étages d'entrée sont conçus différemment). Quand R7 a une résistance de 10 Ω, on a donc une tension différentielle de 0,55 – 0,47 = 0,08 volts à l'entrée de l'in-amp. Quand R7 a une valeur de 140Ω, la tension différentielle passe à 2,432 - 0,47 = 1,962 V. Si on amplifie ces deux tensions différentielles par 1,6324 (gain du système = 1+R2/R1 = 1,6324), Vout varie donc entre 0,13 volts et 3,20 volts. Ce qui est parfait pour un capteur ratiométrique, car l'ADC compare cette tension à une référence externe d'environ 3,3 V. Plus exactement, l'ADC compare entre elles les deux résistances du pont R6 et R7, en tablant sur une tension d'alimentation numérique de 4095 bits. D'où la nécessité que R6, R5 et R4 aient une tolérance de 0,1 % ou, mieux encore, de 0,05 %.

Dans le cas d'un capteur non ratiométrique, délivrant en sortie une tension absolue à mesurer, le calcul des résistances d'entrée et des résistances de gain R1 et R2 est à effectuer pour que Vout ne dépasse pas 2,4 volts, afin de comparer à la référence interne de 2,5 volts de l'ADS7828.

Pour éviter d'avoir à effectuer un étalonnage, presque toutes les résistances utilisées dans le RDAM ont une tolérance de 0,05 % et quelques-unes de 0,1 %. Ces résistances présentent en outre des coefficients de température très faibles.

## **Comment calculer la valeur de R7 en connaissant R6 et la valeur numérique en sortie d'ADC**

C'est le problème posé par les capteurs ratiométriques.

Supposons que la sortie du pont diviseur R6/R7 soit directement reliée, sans étage d'entrée, à un ADC 12 bits, et que la tension d'alimentation de ce pont serve également de référence externe à l'ADC. La valeur numérique entière adcRead en sortie de l'ADC 12 bits prend une valeur quelconque, comprise entre 0 et 4095, en fonction de la tension de sortie du pont.

Connaissant R6, on pourrait calculer la valeur de R7 sans faire intervenir la valeur de la tension d'alimentation du pont, puisque cette tension d'alimentation du pont est aussi la référence de l'ADC :

On aurait  $R7 = \text{adcRead} \times R6 / (4095 - \text{adcRead})$

Mais il y a un étage d'entrée, introduisant un offset et un gain, il faut en tenir compte de la façon suivante.

Calculons la V<sub>NTTSP</sub> (Valeur Numérique Théorique de la Tension en Sortie de Pont):

$V_{NTTSP} = (\text{adcRead}/\text{Gain}) + \text{offset numérique}$

L'offset numérique se calcule ainsi :  $\text{offsetN} = 4095 \times R5 / (R4 + R5)$

Si par exemple, comme sur le schéma LTspice de la figure 1, R5 = 3 kΩ et R4 = 18 kΩ, alors offsetN = 585

Donc la valeur de R7 dans le schéma ci-dessus devient :

$R7 = (V_{NTTSP} \times R6) / (4095 - V_{NTTSP})$

S'agissant d'un capteur résistif ratiométrique, la valeur de la tension d'alimentation/référence n'intervient pas. Cette tension peut donc subir sans inconvénient quelques fluctuations. Par contre, la valeur des résistances R4, R5 et R6 est critique. Idem pour les résistances R1 et R2 qui déterminent le gain.

## Calcul des résistances pour les différentes entrées

Tous les numéros de résistances ci-dessous (R1, R2...etc. font référence au schéma LTSpice de la figure 1 et non aux numéros des résistances dans le fichier Kicad du RDAM)

### Entrées ratiométriques

#### Le capteur de pression d'huile de première génération

On vient de voir le calcul ci-dessus :

$$R1 = 68 \text{ k}\Omega, R2 = 43 \text{ k}\Omega, R4 = 18 \text{ k}\Omega, R5 = 3 \text{ k}\Omega, R6 = 50 \Omega$$

68k, 43k, 18k et 3k sont des valeurs facilement disponibles avec une tolérance de 0,05%. Mais pour R6, on utilise une résistance de 50  $\Omega$  250 mW 1206, disponible uniquement en 0,1%. La puissance dissipée quand  $R7 = 10 \Omega$  est de 150 mW, donc une résistance de 0,125 W serait insuffisante.

Le pont R6 + capteur a une résistance minimale de  $50 + 10 \Omega$ , soit 60  $\Omega$ , moteur à l'arrêt, pression d'huile nulle. En croisière normale, avec une pression à 3 bars :  $50 + 70 = 120 \Omega$ .

#### Les capteurs de température des culasses et de l'huile (150°, VDO 323-057, Rotax 965531)

Rmin du capteur à 23  $\Omega$  (à 140° C) et Rmax 353  $\Omega$  (à 50° C) d'où une résistance optimale de pont de 91  $\Omega$ , et des tensions de sortie du pont variant entre 2,6236 V et 0,6658 V

Un gain de 1,5806 et un offset de 0,5877 donnent alors à l'entrée de l'ADC des tensions comprises entre 0,1234 et 3,2180 volts.

Pour obtenir cet Offset, on utilise des résistances R4 de 18k et R5 de 3,9 k.

Pour obtenir ce gain, R1 = 62k et R2 = 36k

Ces 5 valeurs de résistances sont disponibles en 0,05%

Pour ces 3 capteurs, chaque pont R6 + capteur a une résistance minimale de  $91 + 23 \Omega$  soit 114  $\Omega$ , moteur (très) chaud, soit 38  $\Omega$  pour la résultante des 3. Moteur froid,  $91 + 353 = 444 \Omega$ , soit 148  $\Omega$  pour la résultante des 3.

#### Pour le capteur de température de liquide refroidissement (120°, VDO 323-095 $\notin$ IPC Rotax)

Rmin du capteur à 14  $\Omega$  (à 120° C) et Rmax 190  $\Omega$  (à 50° C) d'où une résistance optimale de pont de 52  $\Omega$ , valeur dispo la plus proche 56  $\Omega$  et des tensions de sortie du pont variant entre 2,5488 V et 0,66 V

Un gain de 1,5912 et un offset de 0,5395 donnent alors à l'entrée de l'ADC des tensions comprises entre 0,1917 et 3,1972 volts.

Pour obtenir cet Offset, on utilise des résistances R4 de 22 k et R5 de 4,3 k.

Pour obtenir ce gain, R1 = 68k et R2 = 40,2 k

Quatre de ces 5 valeurs de résistance sont disponibles en 0,05%. Mais pour R6 il n'y a qu'une précision de 0,1% en 250mW/0805, donc suffisante, cf. ci-dessous.

Pour ce capteur, le pont R6 + capteur a une résistance minimale de  $56 + 14 \Omega$  soit  $70 \Omega$ , moteur (très) chaud, donc un courant dans le pont de 59 mA, et donc une puissance dégagée par R6 de quasiment 0,2 W. Moteur froid,  $56 + 190 = 246 \Omega$ .

## Consommation électrique des capteurs ratiométriques.

Moteur froid et à l'arrêt, on a donc 5 résistances en parallèle de  $60 \Omega$ ,  $444 \Omega$ ,  $444 \Omega$ ,  $444 \Omega$  et  $246 \Omega$ . Soit une résultante de  $36 \Omega$ .

Moteur (très) chaud en croisière, on a 5 résistances de  $120 \Omega$ ,  $114 \Omega$ ,  $114 \Omega$ ,  $114 \Omega$  et  $70 \Omega$ . Soit une résultante de  $20 \Omega$ .

Prenons la valeur minimale de  $20 \Omega$  : sous 3,3 V, cela correspond à un courant de 0,165 A. On a donc une bonne marge de sécurité avec un régulateur linéaire LDO LDL1117S33R capable de fournir 1,2 A. Avec une chute de tension de 5.5 volts à 3.3 volts, soit 2.2 volts et un courant de 0.165A, la puissance dissipée par le régulateur est de 0.363 W. Sans aucun radiateur, avec une résistance thermique junction-to-ambient de  $120^\circ\text{C}/\text{W}$ , et une température ambiante de  $35^\circ\text{C}$ , la température de jonction devrait quand même atteindre  $35 + 0.363 \times 120 = 78.5^\circ\text{C}$ . La température de jonction maximale est de  $150^\circ\text{C}$ , il y a donc de la marge. On a néanmoins prévu une petite surface de cuivre sur le PCB pour améliorer la dissipation thermique. Et il y a un LDL1117S33R exclusivement dédié à ces 5 ponts ratiométriques, et un autre pour tout le reste de l'analogique, à savoir les ADS7828, les AD8237, les INA296 et les OPA388 (cf. plus bas). La sortie 3,3 V de l'ESP32 alimente tout ce qui est numérique : les résistances pull-up du bus I2C, le transceiver CAN et l'alimentation des capteurs de pression. On a ainsi la meilleure séparation possible entre la partie analogique et la partie numérique du PCB (cf. plus bas).

## Entrées non ratiométriques

### Les deux intensités

Il n'y a pas de gros changement de principe par rapport à l'EMS Teensy, mais un changement d'amplificateurs : les deux étages d'entrée sont constitués d'un INA296A3QDGKRQ1 [18], (plus précis que les LMP860x de l'EMS Teensy), avec un gain de 50. Cet amplificateur rail-to-rail est alimenté en 3,3 V. Avec un gain de 50, une tension de sortie de 3,3 volts correspond à une tension de 66 mV aux bornes d'un shunt de  $0,0025 \Omega$ , soit une intensité de 26,4 ampères.

Le circuit électrique de l'avion comporte 2 shunts 50 mV/20 A de  $0,0025 \Omega$ , permettant de mesurer les intensités aux points 2 et 3 de la figure 2, et d'en déduire l'intensité au point 1.

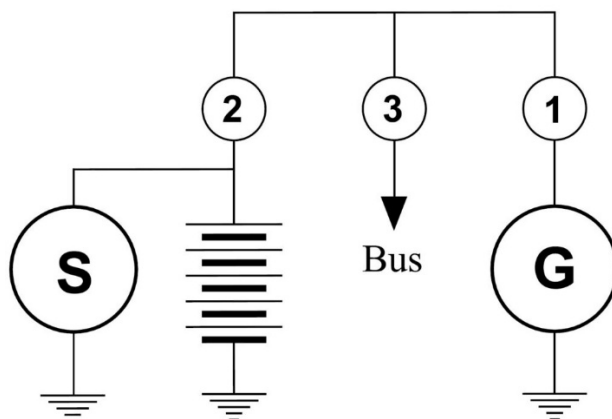


Figure 2 : Schéma simplifié du système de distribution électrique d'un aéronef. G : Alternateur et régulateur de tension. S : Démarreur. 1, 2 et 3 : emplacements où le courant peut être mesuré.

La mesure au point 2 est bidirectionnelle. Le besoin est de pouvoir mesurer des intensités allant de -10 A à +10 A, soit une étendue de 20 A. La mesure au point 3 est unidirectionnelle, le besoin est de pouvoir mesurer des courants allant de 0 à 20 A, soit également une gamme de 20 A. Avec l'amplificateur choisi, en raison de son gain de 50, la gamme bidirectionnelle va en fait de -13,2 A à +13,2 A, et la gamme unidirectionnelle de 0 à 26,4 A.

Au point 2, bidirectionnel, et pour ces intensités, la tension aux bornes du shunt varie entre +33 mV et -33 mV, soit une amplitude de mesure de 66 mV.

Au point 3, unidirectionnel, la tension varie de 0 à 66 mv.

Pour une mesure unidirectionnelle, les broches REF1 et REF2 de l'INA296A3QDGKRQ1 doivent être connectées à la masse. La tension de sortie est référencée par rapport à la masse.

Avec REF1 connectée à la tension d'alimentation de 3,3 volts et REF2 à la masse, on obtient une mesure bidirectionnelle référencée par rapport à +1,65 volts.

La sortie de l'amplificateur qui gère le point 3 unidirectionnel est directement connectée à l'entrée de l'ADC dont la tension de référence est de 2,5 volts « seulement ». Une tension de sortie de l'amplificateur de 2,5 volts est générée par une tension de 50 mV aux bornes du shunt, soit une intensité max de mesure de 20 A, ce qui est largement suffisant. Au-delà de 20 A, l'affichage restera donc bloqué à 20.

La sortie de l'amplificateur qui gère le point 2 bidirectionnel est connectée à un pont diviseur (24k et 75k) qui ramène la tension maximale de 3,3 volts à 2,5 volts, puis à un AOp de précision (OPA388QDBVRQ1 [19]) servant de buffer avant l'ADC. On a ainsi une gamme effective allant de -13,2 A (pour une entrée de l'ADC à zéro volt) à +13,2 A (pour une entrée de l'ADC à 2,5 volts), en passant par 0 A pour une entrée de l'ADC à 1,25 V (fig. 3).

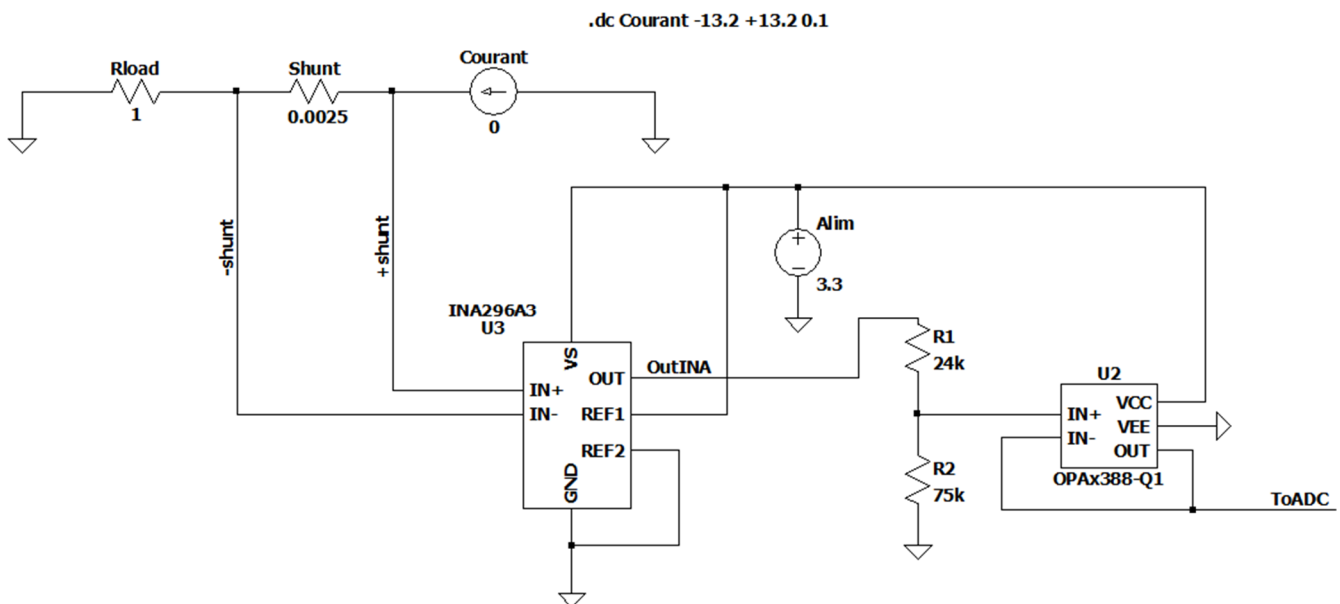


Figure 3 : Schéma LTspice de l'étage d'entrée pour la mesure bidirectionnelle de l'intensité.

### Le capteur Keller de pression d'huile

Il est alimenté en 14 V par le circuit électrique de bord. On a vu plus haut que la boucle de courant doit être fermée à l'entrée de l'EMS par une résistance  $R_{shunt}$  de 100  $\Omega$ .

Le schéma électrique de l'étage d'entrée est identique à celui de la figure 1, mais sans la résistance R6.  $R_{shunt}$  est représentée par R7

La tension générée aux bornes de  $R_{shunt}$  varie de 0,4 à 1,5 V pour des courants compris entre 4 et 15 mA. Il faut introduire un offset négatif de 0,3 V sur  $V_{in-}$ , et régler le gain sur 2, ainsi la différentielle entre  $V_{in-}$  et  $V_{in+}$  varie de 0,1 à 1,2 V, et  $V_{out}$  varie entre 0,2 V pour 0 bar et 2,4 V pour 7 bars.

Pour l'offset de 0,3 V,  $R_4 = 20k$  et  $R_5 = 2k$

Pour le gain de 2,  $R_2 = R_1 = 22k$

### EGT et AFR

Les contrôleurs de ces capteurs délivrent une tension variable allant de 0 à 5 volts, linéaire et exactement proportionnelle à la grandeur mesurée. On n'a donc besoin ni d'offset, ni d'amplification, simplement d'une division par 2 de la tension pour « coller » à la gamme 0-2,5 volts de l'ADC, et d'un buffer d'adaptation d'impédance. On ne connaît pas l'impédance de sortie du contrôleur AFR, ni celle de l'amplificateur de thermocouple AD8495 [3]. Mais on peut raisonnablement supposer qu'elle est suffisamment basse pour permettre d'attaquer directement un pont diviseur constitué de 2 résistances de 22 k $\Omega$  sans faire chuter significativement la tension du signal. On peut donc se passer du premier amplificateur opérationnel de l'étage d'entrée de l'EMS Teensy, qui n'est destiné qu'à éviter de charger la sortie de ces contrôleurs. Un seul AOp (OPA388QDBVRQ1) monté en buffer (suiveur) est suffisant (fig. 4).

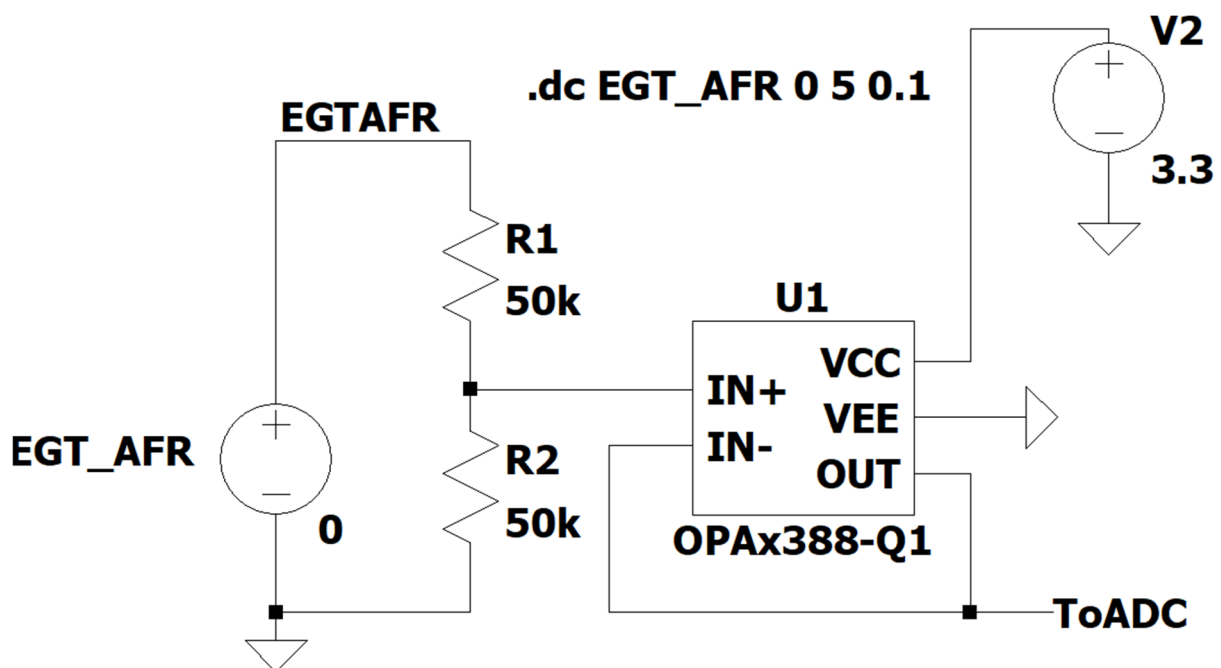


Figure 4 : Schéma LTspice de l'étage d'entrée des EGT et de l'AFR. Dans le RDAM, la valeur des résistances R1 et R2 est en fait de 22 k, et non de 50 k



## Organisation verticale

Pour des raisons de limitation des interférences, elle est au moins aussi importante que l'organisation horizontale.

On a choisi un PCB en 4 couches, d'une part pour obtenir une meilleure densité spatiale des composants et diminuer ainsi l'encombrement du PCB et donc du RDAM, d'autre part pour améliorer les qualités EMI/EMC (Electro Magnetic Interference / Electro Magnetic Compatibility) de ce PCB.

Avec un PCB à 2 couches, on n'a pas de question à se poser : une couche est réservée au plan de masse, et l'autre contient tous les composants et toutes les pistes de signal et d'alimentation. Le routage est parfois ardu, car on cherche autant que possible à éviter les vias de changement de couche des pistes de signal.

Avec un PCB à 4 couches (ou plus), la première problématique à régler est celle du « best stack-up possible ». Quelle couche pour quelle fonction ? Un stack-up très classique est le suivant :

Signals - GND - VCC – Signals (SIG – GND – Power – SIG)

Ce stack-up est toutefois de plus en plus critiqué pour de nombreuses raisons. La première vient du plan de masse unique qui privilégie la face SIG la plus proche au détriment de l'autre.

Il faut savoir que les couches cuivrées ne sont pas uniformément réparties en hauteur dans une coupe. Elles sont disposées comme indiqué dans la figure 6.

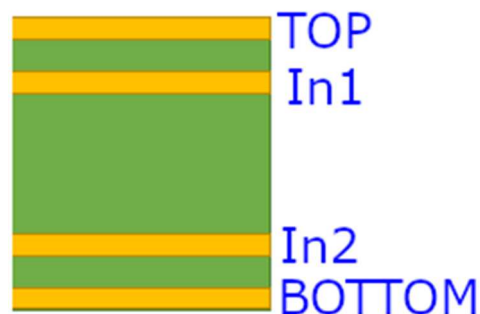


Figure 6 : Les couches cuivrées d'un PCB à 4 couches

Sur le schéma de la figure 6, les couches cuivrées sont en jaune, et les couches isolantes en vert. On voit que la couche isolante centrale (core) est nettement plus épaisse que les couches isolantes externes (prepreg).

Un stack-up « classique » est schématisé à la figure 7.



Figure 7 : Le stack-up classique SIG – GND – Power – SIG.

Dans ce stack-up classique, la couche TOP/SIG bénéficie d'un excellent plan de masse, mais les couches BOTTOM/SIG et Power sont désavantagées. Or, la proximité immédiate d'un plan de masse est un impératif essentiel en matière d'EMI/EMC. On sait que le retour des courants de haute fréquence se fait selon le chemin de moindre impédance, et non de moindre résistance. Et la moindre impédance se situe dans le plan de masse juste sous la trace du signal, par couplage capacitif. Donc, s'il n'y a pas de plan de masse, ou un mauvais plan de masse, il y a un mauvais retour des courants à haute fréquence, ce qui génère des boucles de courant de retour potentiellement importantes, entraînant des interférences électromagnétiques. Il ne faut pas perdre de vue qu'un signal carré de basse fréquence apparente génère en fait des harmoniques de très haute fréquence, d'autant plus que les temps de montée et de descente du signal sont courts.

Pour ces raisons, et comme cela est désormais conseillé par beaucoup d'experts, le stack-up du RDAM s'inspire du suivant : SIG + Power – GND – GND – SIG + Power (Fig. 8)

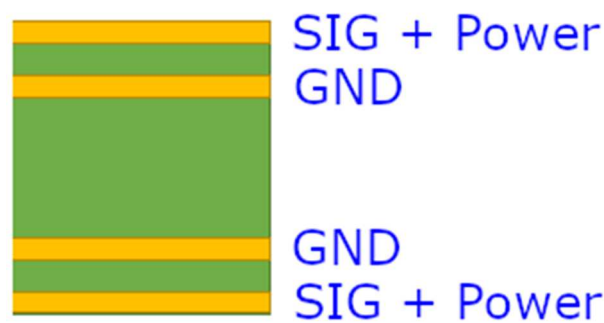


Figure 8 : Le stack-up SIG + Power – GND – GND – SIG + Power.

Cette disposition considère que les traces d'alimentation de faible puissance véhiculent, en fait, des signaux comme les autres, ce qui est exact. On pourrait objecter que deux plans de masse, au lieu d'un seul, constituent un « gâchis » de couches, mais, en contrepartie, cette disposition offre un avantage majeur en matière d'intégrité des signaux et d'EMI/EMC.

On a en fait choisi la disposition équivalente suivante (Fig. 9), elle facilite beaucoup le routage :



Figure 9 : Le stack-up SIG – GND – GND – Power du RDAM.

Toujours pour les mêmes raisons EMI/EMC, il est fondamental qu'à chaque fois qu'une trace SIG ou Power emprunte un via ou un conducteur through-hole pour passer de la couche TOP à la couche BOTTOM (ou vice-versa), le via ou le conducteur en question soit encadré, à proximité immédiate, par un ou plusieurs vias entre les deux couches GND.

Il est également important de « fermer » le contour du PCB par des vias de masse rapprochés le long de toute la bordure « edge cut » du PCB. On a choisi empiriquement un espacement de 5 mm pour ces vias de bordure.

Un élément de prévention EMI/EMC dont l'intérêt est plus discuté consiste à remplir de cuivre relié à la masse par des vias tous les espaces libres entre les pistes SIG et POWER sur les couches TOP et BOTTOM. Si l'intérêt est discuté, il ne semble pas y avoir d'inconvénient, avec la stricte réserve qu'aucun îlot de cuivre inter-piste ne soit laissé flottant. Tous ces espaces cuivrés sont reliés par des vias rapprochés aux deux plans de masse internes. On appelle cette technique « Copper pour and via stitching ». L'espacement de ces vias de stitching peut être régulier, ou aléatoire. Une distribution aléatoire préviendrait d'éventuels phénomènes de résonance à haute fréquence. Le PCB du RDAM comporte ainsi plusieurs centaines de vias, espacés de manière aléatoire. Cela n'entraîne pas de surcoût pour la fabrication du PCB.

## Plans de masse analogique et digital séparés, ou plan de masse unique ?

Pendant longtemps, on a pensé que, pour la conception des PCB mixtes, analogiques et numériques, il était préférable d'avoir des plans de masse séparés et isolés : un pour la partie analogique, l'autre pour la partie numérique. Mais deux masses séparées et isolées (AGND et DGND) dans un même système, ce n'est pas possible, sauf s'il n'y a aucun lien physique ni interconnexion entre les deux systèmes. Dans le cas général d'un système unique, les deux masses sont donc obligatoirement reliées l'une à l'autre en au moins un point. D'où les problèmes que cela soulève : quel emplacement et quelle taille pour le point commun ? Autrement dit, quelle forme pour le PCB mixte ? On peut imaginer, par exemple, les formes suivantes :

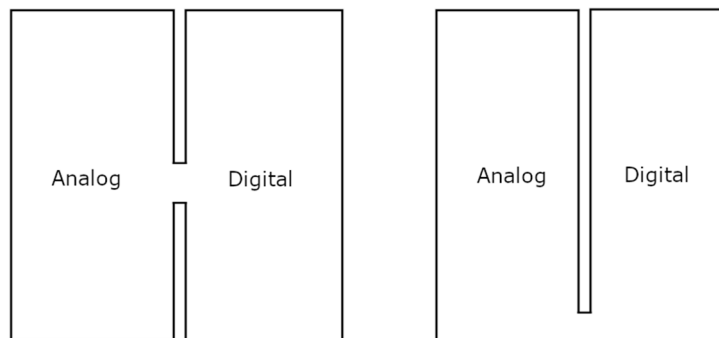


Figure 10 : PCB mixtes avec des plans de masse séparés reliés en un point.

On peut aussi imaginer un simple PCB rectangulaire, sans encoche, mais avec deux plans de masse distincts (ground plane splitting, split plane).

Mais alors comment régler le problème de la connexion au châssis ou au boîtier ? En un point ou en deux points du PCB ? Comment régler le problème de l'alimentation ? Comment et où router les traces reliant la partie numérique à la partie analogique ? Comment éviter les boucles de masse génératrices de perturbations ?

Ces problèmes complexes sont abordés de manière très claire et didactique dans deux articles de Sanjay Pithadia and Shridhar More [20, 21].

Il y est clairement démontré qu'il ne faut utiliser qu'un seul plan de masse partitionné (partitioned plane). La conclusion est la suivante: « So for any PCB layout, the important points are to use a single ground plane, partition it into analog and digital sections, and apply discipline in routing. » Ces principes sont appliqués dans le PCB du RDAM. Les parties digitale et analogique sont séparées, il n'y a qu'un seul plan de masse, réparti sur les deux couches internes, et quasiment aucune trace ne croise la partition virtuelle du plan de masse (Fig. 11)

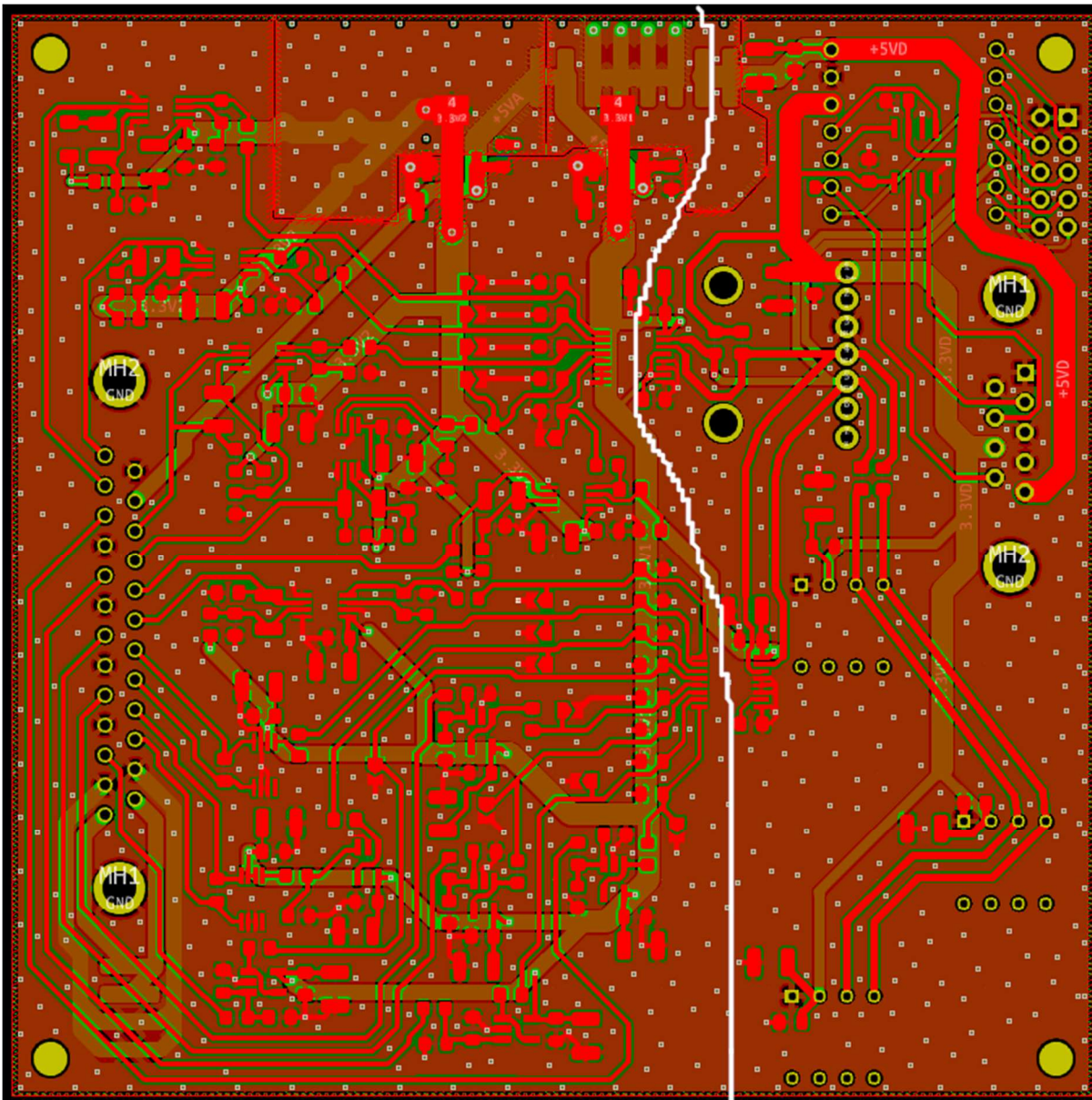


Figure 11 : En blanc, la limite de la partition entre section analogique à gauche et section digitale à droite.

## Références

- 1) <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads7828.pdf>
- 2) <https://www.st.com/resource/en/datasheet/ld11117.pdf>
- 3) [https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8494\\_8495\\_8496\\_8497.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8494_8495_8496_8497.pdf)
- 4) <https://www.plxdevices.com/Wideband-O2-Air-Fuel-Ratio-Sensor-Module-p/897346002726.htm>
- 5) [https://www.bosch-motorsport.com/content/downloads/Raceparts/Resources/pdf/Data%20Sheet\\_69034379\\_Lambda\\_Sensor\\_LSU\\_4.9.pdf](https://www.bosch-motorsport.com/content/downloads/Raceparts/Resources/pdf/Data%20Sheet_69034379_Lambda_Sensor_LSU_4.9.pdf)
- 6) <https://electronics.stackexchange.com/questions/622140/how-to-choose-the-rc-values-between-a-buffer-and-an-adc-input#:~:text=The%20RC%20filter%20is%20there,easier%20for%20it%20to%20handle.>

- 7) [https://legacy.rotaxowner.com/si\\_tb\\_info/serviceinfo/si-912-020-r8.pdf](https://legacy.rotaxowner.com/si_tb_info/serviceinfo/si-912-020-r8.pdf)
- 8) <https://download.keller-pressure.com/api/download/8Ls5MtHNCdS8NgffyPLvee/en/latest.pdf>
- 9) <https://forum.flydynon.com/threads/rotax-oil-pressure-pn-456180-definition-wrong.11767/>
- 10) <https://www.mglavionics.co.za/Docs/Rotax%20Oil%20Pressure%20Sender.pdf>
- 11) <https://www.analog.com/en/resources/app-notes/an-1401.html>
- 12) <https://www.edn.com/how-instrumentation-amplifier-vcm-vs-vout-plots-change-with-supply-and-reference-voltage/>
- 13) [https://www.ti.com/lit/an/slyt647/slyt647.pdf?ts=1760972702674&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/an/slyt647/slyt647.pdf?ts=1760972702674&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F)
- 14) <https://freecircuitdiagram.com/427-two-op-amps-instrumentation-amplifier/>
- 15) <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/designers-guide-instrument-amps-complete.pdf>
- 16) <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8237.pdf>
- 17) <https://tools.analog.com/en/diamond/#difL=0.1&difR=1.2&difSI=0.1&gain=2&l=0.3&pr=AD8237&r=0.3&sl=0.3&tab=1&ty=2&vn=0&vp=3.3&vr=0>
- 18) <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina296a-q1.pdf>
- 19) <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa2388-q1.pdf>
- 20) <https://www.ti.com/lit/an/slyt499/slyt499.pdf>
- 21) <https://www.ti.com/lit/an/slyt512/slyt512.pdf>