



MINISTÈRE  
DE L'ÉDUCATION  
NATIONALE

EAE SIE 2

SESSION 2019

## AGREGATION CONCOURS EXTERNE

Section : SCIENCES INDUSTRIELLES DE L'INGÉNIEUR

Option : SCIENCES INDUSTRIELLES DE L'INGÉNIEUR  
ET INGÉNIERIE ÉLECTRIQUE

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

Durée : 6 heures

*Calculatrice électronique de poche - y compris calculatrice programmable, alphanumérique ou à écran graphique – à fonctionnement autonome, non imprimante, autorisée conformément à la circulaire n° 99-186 du 16 novembre 1999.*

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

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

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

Tournez la page S.V.P.

A

**INFORMATION AUX CANDIDATS**

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

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

Concours	Section/option	Epreuve	Matière
EAE	1415A	102	2680

**Système radiocommandé de prise de vue**

**Ce sujet est constitué de trois dossiers.**

Questionnement : pages DQ1 à DQ21  
Documents techniques : pages DT1 à DT19  
Documents réponses : pages DR1 à DR2

**Ce sujet comporte trois parties totalement indépendantes.**

Partie A : déplacement radiocommandé pages DQ3 à DQ7  
Partie B : pages DQ8 à DQ12  
Partie C : pages DQ13 à DQ17

**Une lecture préalable et complète du sujet est indispensable.**

Les candidats sont invités à numéroter chaque page de leur copie et à indiquer clairement le numéro de la question traitée.

Les candidats sont priés de rédiger les différentes parties du problème sur feuilles séparées et clairement repérées.

Les candidats doivent utiliser les notations propres au sujet, présenter clairement les calculs et dégager ou encadrer tous les résultats.

**Si le texte du sujet, ses questions ou ses annexes conduisent à formuler une ou plusieurs hypothèses, il est demandé au candidat de la (ou les) mentionner explicitement dans la copie.**

## Présentation du système

Paris a obtenu l'organisation des jeux olympiques de 2024. Lors de sa candidature, le comité de la ville de Paris a mis en avant sa capacité à diffuser tous les événements organisés. La mise en scène des compétitions s'appuiera donc sur la mise en œuvre de matériels évolués notamment dans le domaine de l'audio-visuel.

Ainsi, pour permettre aux téléspectateurs et internautes de vivre au plus près l'action, les sociétés de production et d'événementiel utilisent des caméras embarquées dont le déplacement et le pilotage peuvent être réalisés à distance. En effet, les prises de vues en hauteur sont plébiscitées par les spectateurs qui, par des angles de vue originaux, se retrouvent au cœur du spectacle et vivent des sensations de vitesse et d'immersion complète.

Un des systèmes utilisés est basé sur la mise en œuvre d'un travelling sur câble. Une slackline d'une longueur pouvant aller jusqu'à 500 m est tendue entre deux points. Un châssis robotisé équipé d'une nacelle 3 axes permet, via une radiocommande ou un smartphone, de déplacer à la fois la caméra très rapidement le long de la corde (jusqu'à 45 km/h) mais également de la stabiliser pour réaliser des prises de vue à 360°.



Figure 1 : système Flyline Ultra2

Ce système est constitué de deux parties indépendantes dans leur pilotage.

La première partie, pilotée via une manette radiocommunicante, permet le déplacement linéaire sur la slackline et se présente de la manière suivante :

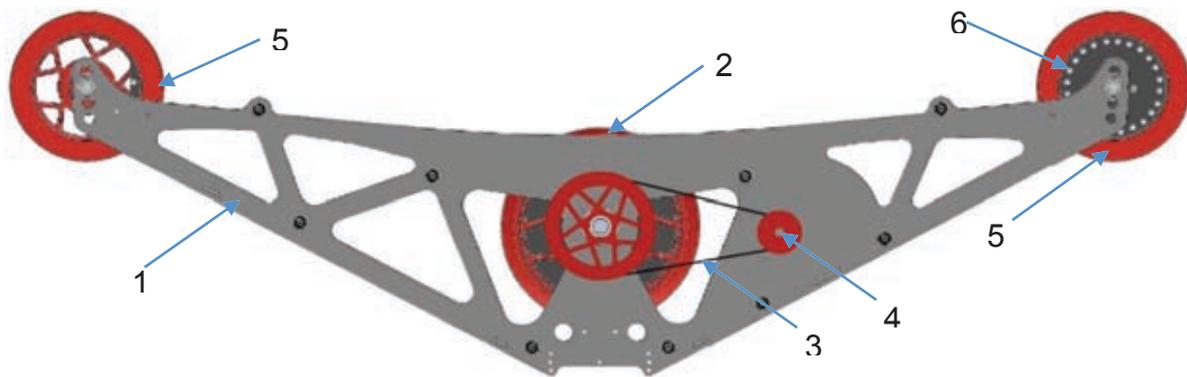


Figure 2 : chariot mobile

- un châssis métallique en aluminium sur lequel prennent appui les différents composants (1),
- une roue motrice (2) actionnée par une transmission à courroie (3) et un moteur à courant continu (4) équipé d'un encodeur,
- deux roues libres (5) dont l'une est équipée d'un capteur de rotation (6) avec mise en forme,
- une carte à microcontrôleur pour le pilotage du moteur conformément aux informations fournies par une radiocommande ou un smartphone,
- une carte de puissance pour la commande du moteur
- une batterie permettant de fournir, selon le constructeur, une autonomie de déplacement de 7 km à l'ensemble.

La seconde partie, pilotée via une tablette numérique, permet la stabilisation de la caméra lors de son déplacement pour les prises de vue. Elle est constituée de la manière suivante :



Figure 3 : nacelle stabilisée

- une nacelle en assemblage de pièces carbone aluminium sur laquelle prennent appui les différents composants,
- un accéléromètre 3 directions,
- un gyromètre 3 axes,
- trois moteurs brushless,
- une carte à microcontrôleur pour la commande conformément aux informations fournies par la tablette.

Le déplacement du chariot mobile est piloté via une manette radio-communicante. Son signal est réceptionné par le module radiocommandé qui le transmet au contrôleur. Le contrôleur, après avoir pris en compte les informations issues du capteur de rotation, commande le moteur via la carte de puissance.

Le fonctionnement du chariot mobile est transcrit dans le diagramme de contexte suivant :

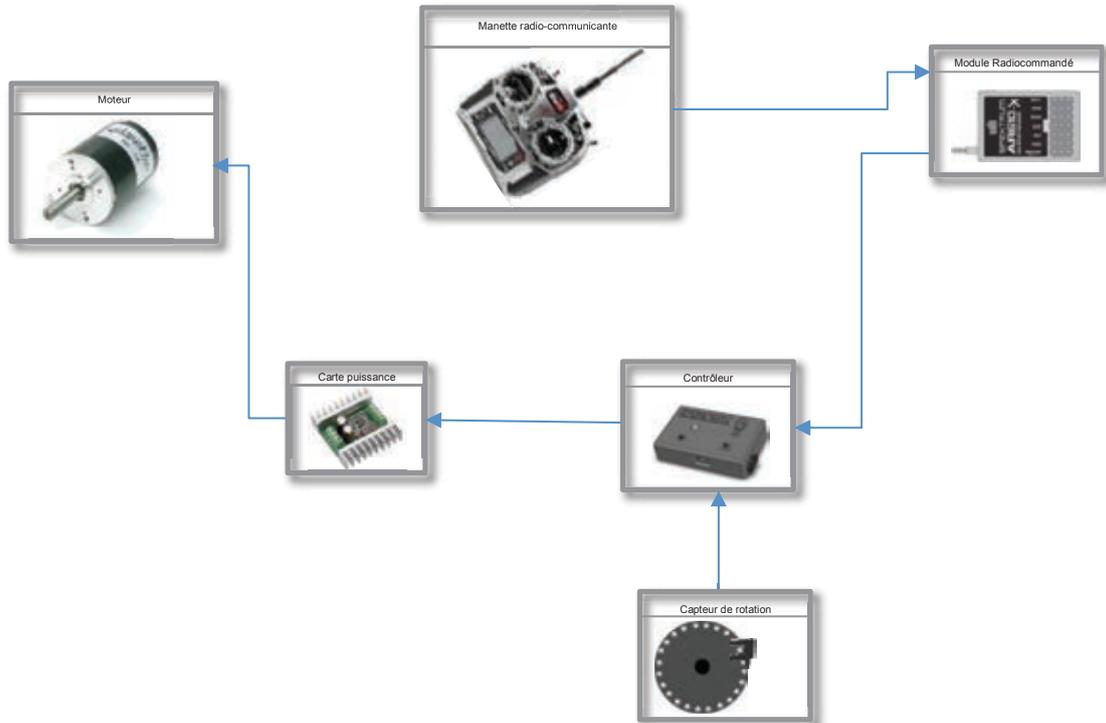


Figure 4 : diagramme de contexte du chariot mobile

## Partie A : déplacement radiocommandé du chariot mobile

### A1 : valider la détection du déplacement du chariot mobile.

Lorsque le chariot se déplace sur la slackline, un capteur actif basé sur le principe d'un capteur à effet hall, solidaire de l'une des roues libres, permet de qualifier le déplacement du chariot mobile. Nous allons en étudier le fonctionnement.

Le capteur actif (c) détecte le passage des 24 aimants permanents, tous de même polarité, implantés sur le disque (d).

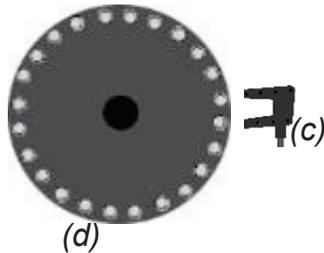


Figure 5 : schéma du capteur de rotation

On se propose d'étudier l'ensemble constitué du capteur actif et du disque. Dans un premier temps, il s'agit de valider la géométrie des aimants permanents utilisés sur le disque. Pour ce faire, les aimants permanents seront assimilés à leur équivalent en solénoïdes de même forme. On s'intéresse ensuite au traitement des informations pour traduire la vitesse ainsi que le sens de déplacement du chariot mobile sur la slackline.

### A11 : choix de la géométrie des aimants du capteur de rotation et calcul de la tension de Hall.

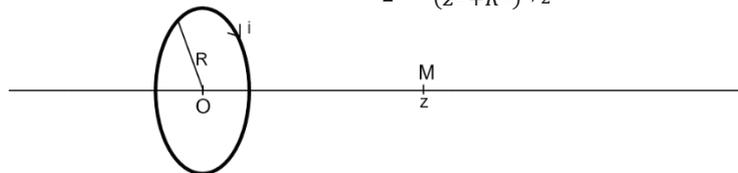
On rappelle la loi de Biot et Savart :

un élément de fil  $dl$  en  $P$ , orienté dans le sens d'un courant  $I$  le parcourant, crée en  $M$  une induction magnétique : 
$$dB(M) = \frac{\mu_0 \cdot I}{4\pi} \cdot \frac{dl \wedge \vec{u}_{PM}}{PM^2}$$

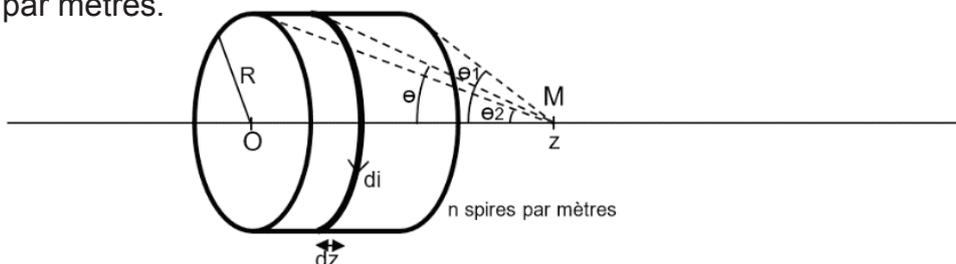
où  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{H} \cdot \text{m}^{-1}$  est la perméabilité du vide.

- Q1. Calculer l'induction magnétique produite par une spire ronde de rayon  $R$  parcourue par un courant  $i$  en un point  $M$  sur l'axe  $Oz$  de la spire et à une distance  $z$  de  $O$ .

Montrer qu'elle s'écrit sous la forme 
$$\vec{B}(M) = \frac{\mu_0 \cdot i}{2} \cdot \frac{R^2}{(z^2 + R^2)^{3/2}} \cdot \vec{u}_z$$



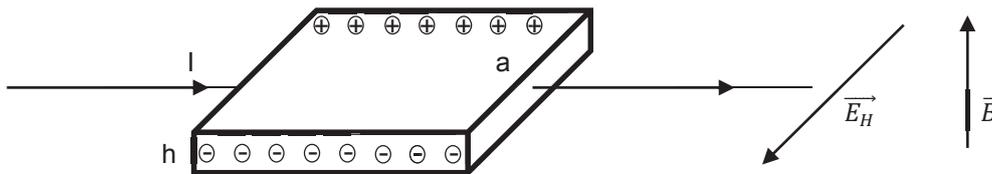
- Q2. On considère un solénoïde constitué de spires rondes avec une densité de  $n$  spires par mètres.



Montrer alors que l'induction magnétique  $\vec{B}(M) = \frac{\mu_0 \cdot i \cdot n}{2} \cdot (\cos\theta_2 - \cos\theta_1) \cdot \vec{u}_z$  avec  $\theta_1$  et  $\theta_2$  les angles de vue, depuis M, du coin de la première et de la dernière spire du solénoïde.

- Q3. Considérant un solénoïde constitué de spires carrées avec une densité de n spires par mètres, l'induction magnétique s'exprime alors sous la forme  $\vec{B}(M) = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot i \cdot n}{\pi} \cdot (\arctan(\cos\theta_1) - \arctan(\cos\theta_2)) \cdot \vec{u}_z$  avec  $\theta_1$  et  $\theta_2$  les angles de vue, depuis M, du coin de la première et de la dernière spire du solénoïde. Comparer l'induction magnétique créée à 3 mm d'un aimant permanent cylindrique de diamètre 4 mm et de hauteur 1 mm avec celle d'un aimant permanent parallélépipédique présentant la même surface de coupe. Justifier la géométrie des aimants cylindriques adoptée par tous les fabricants de capteurs.

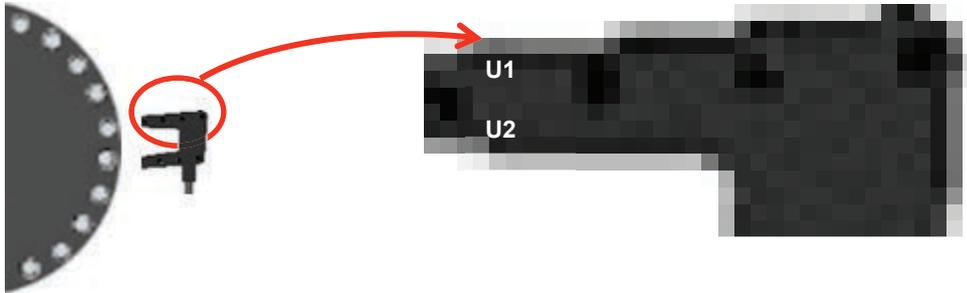
*Le principe du capteur à effet Hall est d'exploiter la déviation des électrons circulant dans une plaque fine d'épaisseur h lorsqu'elle est soumise à un champ magnétique  $\vec{B}$ . Pour contrebalancer ce phénomène, un champ électrique dit de Hall apparaît à l'origine d'une tension entre les deux bords de la plaque.*



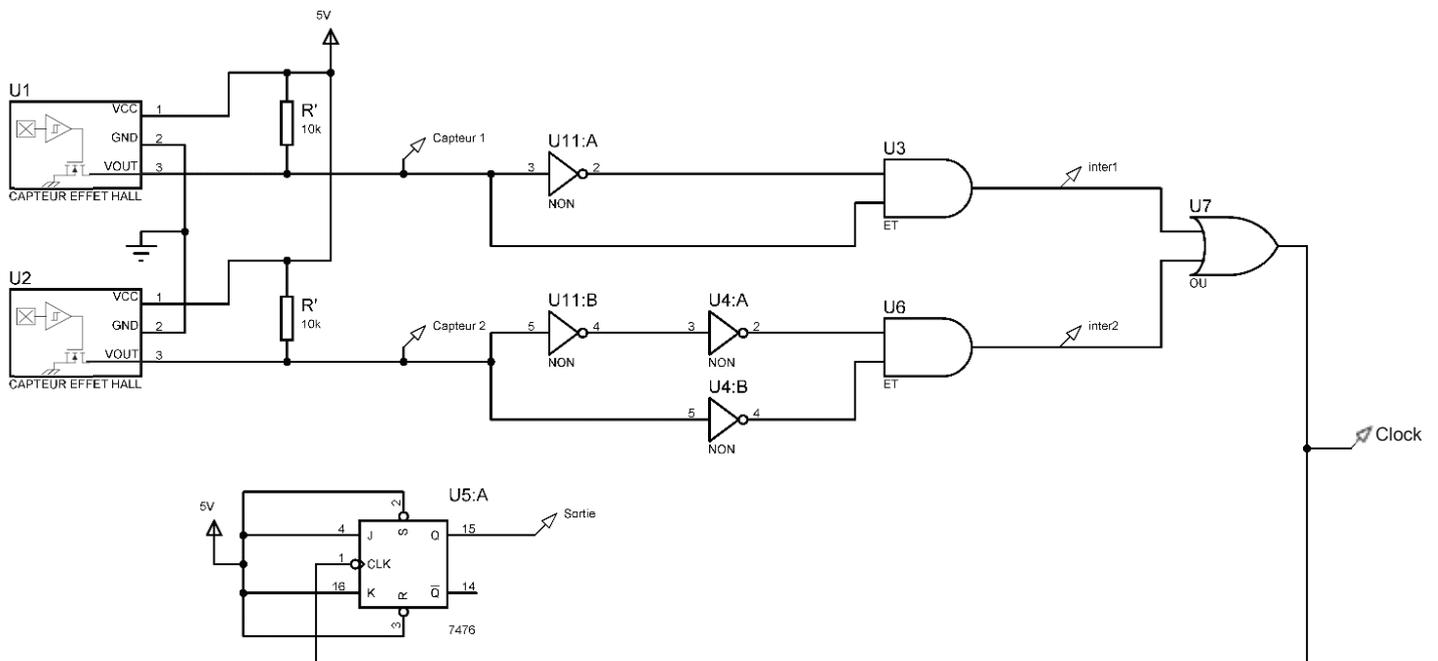
- Q4. Exprimer le champ de Hall  $\vec{E}_H$  générant une force d'origine électrique équilibrant la force d'origine magnétique en fonction du vecteur vitesse de déplacement des électrons et du champ magnétique. En déduire que la valeur de la tension de Hall qui apparaît entre les deux bords de la plaque s'écrit sous la forme :  $V_{Hall} = \frac{R_H}{h} \cdot I \cdot B$  avec la constante de Hall  $R_H = \frac{-1}{n \cdot e}$  où n est la densité volumique d'électron dans la plaque et e la charge électrique élémentaire.

**A12 : détermination de la vitesse de rotation ainsi que du sens de déplacement du chariot mobile.**

Le capteur actif est constitué de deux capteurs à effet hall U1 et U2, décalés de quelques millimètres et qui enregistrent successivement le passage des aimants.



Sa structure interne complète est la suivante :



On considère que seules les portes NON ne sont pas parfaites et induisent des délais. Les temps de montée et de descente au niveau de leurs sorties sont de l'ordre d'une dizaine de nanosecondes.

- Q5. Compléter sur le document réponse DR1 les différents signaux identifiés dans la structure interne. Analyser le signal de sortie.
- Q6. Proposer la démarche permettant de discriminer le sens de déplacement et de mesurer la vitesse de rotation de la roue libre. En déduire la vitesse linéaire de déplacement du chariot mobile sur la slackline. On suppose que la roue se déplace sans glissement et que son diamètre est de 8 cm. Compléter alors le document réponse DR1 en indiquant les phases de fonctionnement (déplacement dans le sens horaire ou dans le sens antihoraire) et en calculant la vitesse de translation du chariot mobile pour chaque phase.

**A2 : valider la commande du déplacement du chariot mobile dans des conditions spécifiques d'utilisation.**

Le pilotage de la structure se fait via une manette radio-communicante Spektrum DX8 dont la chaîne d'acquisition est la suivante :

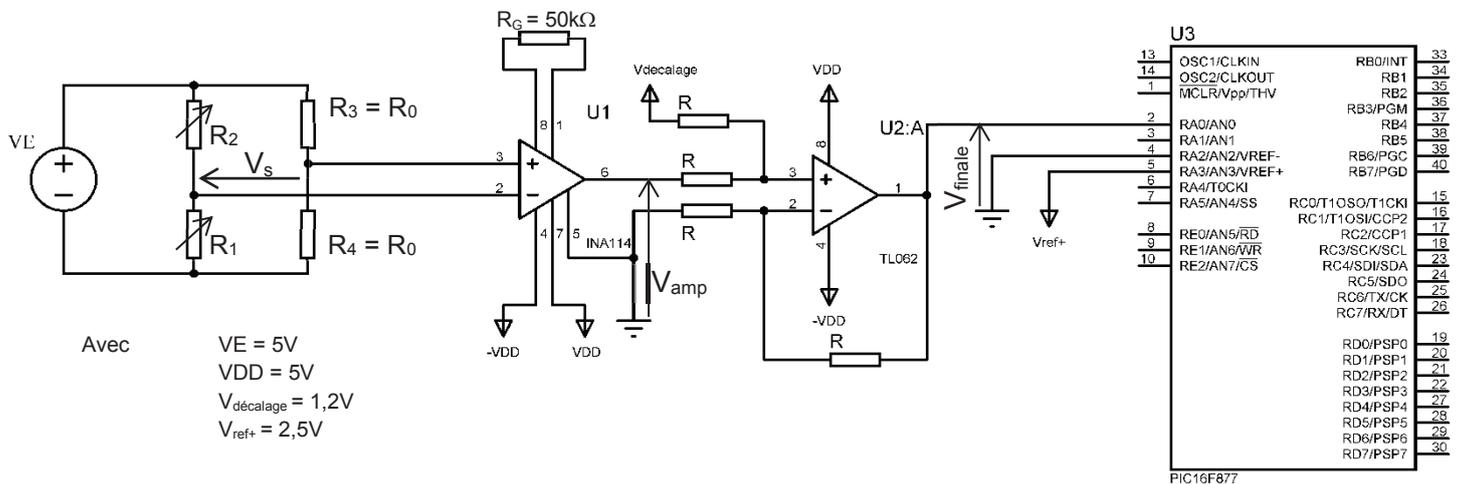


Figure 7 : chaîne d'acquisition du joystick de la manette radiocommandée

On se propose d'étudier le fonctionnement du joystick de la manette radio-communicante dont la documentation technique se trouve en DT1. Il s'agit de valider la structure de la chaîne d'acquisition au regard de la sensibilité souhaitée, des conditions d'utilisation (variation de la température) et des contraintes de numérisation au niveau du microcontrôleur. Il s'agit également de valider le choix du convertisseur analogique numérique au regard de ses performances.

**A21 : chaîne d'acquisition des manettes de la radiocommande.**

$R_1$  et  $R_2$  sont les résistances caractéristiques du joystick de la manette radiocommandée.

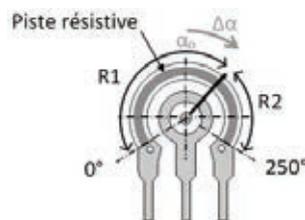


Figure 8 : joystick de la manette radiocommandée

On notera  $R_0$  la valeur médiane de l'élément résistif lorsque que le joystick se trouve au repos à sa position médiane  $\alpha_0 = 125^\circ$ , le relevé des variations angulaires  $\Delta\alpha$  étant réalisé à partir de cette dernière. On considère donc que  $R_1 \in [0 ; 2R_0]$ .

- Q7. Calculer l'expression littérale de la tension  $V_s$  en sortie du conditionneur en fonction de  $\alpha_0$  et  $\Delta\alpha$  et montrer que la sensibilité  $\frac{\partial V_s}{\partial \alpha}$  de l'ensemble est constante. Justifier l'intérêt de ce montage au regard de ce critère par rapport à une structure en pont diviseur réalisée à partir de  $R_1$  et  $R_2$ .

*Les données ont été relevées à la température nominale  $T_0$  de 15°C. La variation de la température extérieure ainsi que l'échauffement par effet joule font évoluer la résistivité des résistances selon la loi :  $\rho(T) = \rho_0 \cdot (1 + c_0 \cdot (T - T_0))$  où la résistivité du métal  $\rho_0$  et le coefficient de température  $c_0$  sont pris à la température nominale  $T_0$ . Les températures sont exprimées en °C.*

- Q8. Cette loi d'évolution de la résistivité pouvant à priori entraîner une dérive, montrer que ce montage permet de considérer que la température n'intervient pas comme facteur d'influence du montage.

*La tension  $V_s$  en sortie du pont n'étant pas référencée par rapport à la masse, on utilise cette tension comme entrée du composant INA114 afin de l'exploiter.*

- Q9. À partir de la documentation technique DT2 du INA114, calculer l'amplification du montage donnant  $V_{amp}$  en fonction de  $V_s$ , les résistances internes  $R$  de 25 k $\Omega$ , la résistance ajustable  $R_G$ , la tension de mode commun  $V_{mc}$ , de l'INA114, et du taux de rejection en mode commun  $\tau = \frac{A_d}{A_{mc}}$  où  $A_d$  est l'amplification différentielle et  $A_{mc}$  est l'amplification de mode commun de chacun des amplificateurs opérationnels internes supposés comme identiques.

- Q10. Considérant  $A_d = 10^5$  et la valeur constructeur de  $\tau$ , simplifier l'expression pour montrer alors que  $V_{amp} = \left(\frac{2R}{R_G} + 1\right) \cdot V_s + \frac{1}{\tau} \cdot V_{mc}$   
Conclure quant à l'intérêt d'un tel circuit au regard des critères du gain et du taux de réjection obtenu.

- Q11. Donner la formule littérale du signal  $V_{finale}$  en fonction de  $V_{amp}$  et  $V_{decalage}$ . À partir des informations fournies dans le document DT1, calculer les valeurs extrêmes prises par les tensions  $V_s$  et  $V_{amp}$ . Donner la plage de variation de la tension  $V_{finale}$ . Justifier alors l'ensemble de la structure de mise en forme compte tenu de l'exploitation faite par le signal dans la chaîne de mesure globale et des caractéristiques du convertisseur analogique numérique interne au microcontrôleur 16F877 dont vous trouverez des extraits de documentation technique DT3.

## **A22 : conversion analogique numérique.**

*Cette partie étudie le convertisseur analogique numérique mis en œuvre et qui est alimenté sous 5 V. On s'intéressera plus particulièrement au rapport signal sur bruit afin de vérifier l'efficacité de la conversion. La résolution du convertisseur permet de considérer le pas de quantification  $q$  comme suffisamment faible par rapport au signal d'entrée. On peut aussi considérer que le bruit de quantification possède une densité de probabilité uniforme.*

Q12. Donner la plage de variation de l'erreur de quantification en fonction de  $q$ . En représenter les dix premières occurrences de la plage de variation du signal d'entrée sur le document réponse DR2. Calculer la puissance moyenne du signal d'erreur en fonction du quantum et en déduire la valeur efficace du bruit de quantification.

Considérant que la caméra fait des allers retours sur la slackline, le signal en entrée du convertisseur est le suivant :

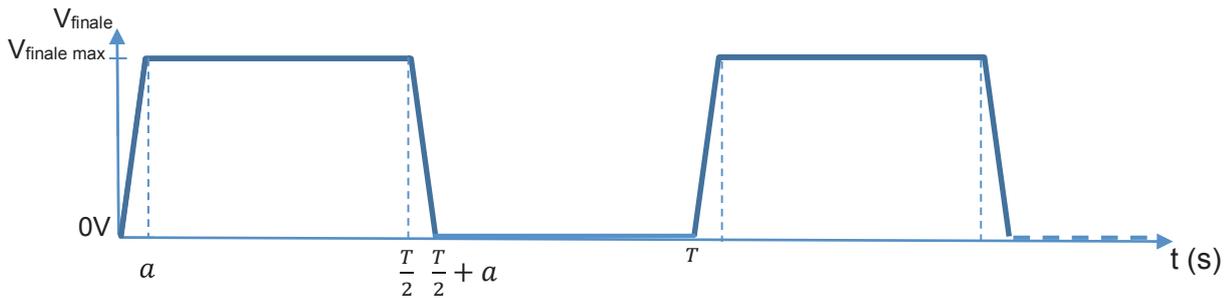


Figure 9 : chronogramme du signal en entrée du convertisseur

Donner l'expression littérale de la valeur efficace de ce signal d'entrée en fonction des variables  $a, T$  et  $V_{finale\ max}$ . En déduire le rapport signal sur bruit en dB et faire l'application numérique si on considère :  $a = 1,5\ s, \frac{T}{2} = 24\ s$  et  $V_{finale\ max} = V_{ref+} = 2,5\ V$ .

Indiquer comment le rapport signal sur bruit du convertisseur intégré au microcontrôleur peut être optimisé grâce au signal  $V_{ref+}$ .

Q13. On considère pour cette question que l'impédance de sortie du TL082 est négligeable. À partir des indications fournies dans la documentation technique DT3 du microcontrôleur, calculer le temps nécessaire à l'acquisition d'un échantillon puis le temps nécessaire entre deux conversions analogiques numériques. On se placera dans le cas le plus défavorable avec la numérisation de la plus grande valeur possible tout en tenant compte de l'erreur relative de  $\frac{1}{2}$  bit. On considérera également que le PIC 16F877 subit une hausse de température de  $25^{\circ}C$  par rapport à  $T_0$  et que pour cadencer la conversion analogique numérique, on applique une division par 32 à l'horloge de 20 MHz.

Q14. En déduire la fréquence d'échantillonnage maximale pour réaliser une conversion analogique numérique et conclure quant à la capacité du composant dans ce contexte à remplir correctement sa fonction.

Q15. Indiquer la valeur des registres de configuration du microcontrôleur permettant de lancer la conversion et d'obtenir un chargement des résultats de conversion à partir du bit de poids fort, sachant que seule l'entrée RA0 devra être utilisée comme entrée analogique à convertir.

## Partie B : détermination des composantes de l'orientation de la caméra

L'image délivrée par la caméra embarquée sur la slackline est fortement impactée par différents facteurs, et en particulier par les vibrations engendrées par le déplacement ou par le vent. Il est donc nécessaire de mettre en place une solution de stabilisation pour que la caméra soit capable de filmer une scène dans une orientation fixée, en limitant l'impact des déplacements perturbateurs du support.

Le système dispose ainsi d'un mode « stabilisation ». Dans ce mode, la caméra doit conserver un axe de visée imposé par l'utilisateur, et s'affranchir des perturbations liées par exemple à des vibrations ou tremblements de la structure porteuse. La stabilisation dans l'espace est donc réalisée sur 3 axes. On utilisera par la suite les angles dits de Cardan, à savoir les angles de lacet, de roulis, et de tangage que l'on retrouve en aéronautique. On désigne par attitude la direction de la caméra suivant ces 3 axes.

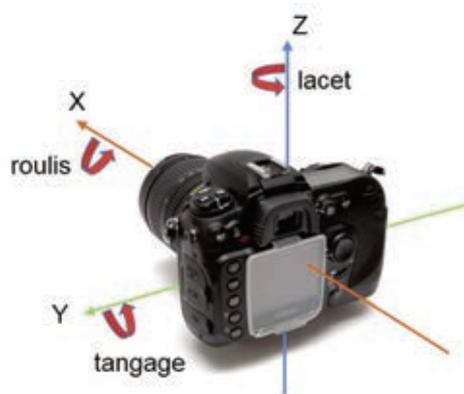


Figure 10 : définition des angles de lacet, roulis et tangage

Le domaine de définition des angles est donné par la convention aéronautique :

- l'angle  $\psi$  (lacet) entre  $[-\pi, \pi]$
- l'angle  $\theta_t$  (tangage) entre  $[-\pi/2, \pi/2]$
- l'angle  $\Phi$  (roulis) entre  $[-\pi, \pi]$

Si l'utilisateur le désire, il a également la possibilité de modifier les angles de lacet et tangage de consigne à l'aide d'un joystick, afin de changer l'axe visé par la caméra.

Afin d'assurer la stabilisation dans les 3 axes, 3 moteurs brushless sont généralement pilotés par une carte électronique placée au niveau de la caméra. Il existe sur le marché des cartes intégrant l'ensemble des fonctionnalités nécessaires, qui calculent en particulier les commandes des moteurs en fonction des mesures fournies par un ensemble de capteurs. Il est également possible de mettre en place un système avec une petite centrale inertielle, comme la MinIMU-9 v5, associée à un microcontrôleur.

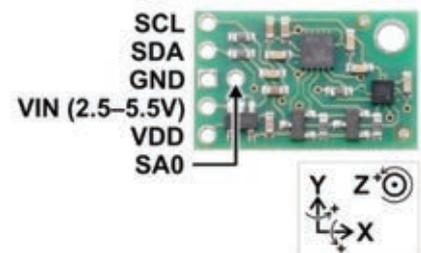


Figure 11 : centrale inertielle

On se propose dans cette partie d'étudier les principes permettant de stabiliser la caméra.

Les commandes des moteurs brushless sont obtenues à partir des informations d'attitude déduites des grandeurs délivrées par 3 types de capteurs, placés sur une centrale inertielle MinIMU-9. Elle dispose de deux circuits électroniques :

- LSM6DS33 (document DT4) : intègre un accéléromètre 3 axes et un gyromètre 3 axes
- LIS3MDL : intègre un magnétomètre 3 axes.

Le document DT4 présente également le schéma bloc simplifié de l'accéléromètre étudié dans la suite du problème.

### B1 : physique du capteur accéléromètre MEMS

Nous étudierons dans cette partie le fonctionnement simplifié d'un accéléromètre MEMS (Micro-Electro-Mechanical System). Ce type de capteur est sensible à l'accélération de pesanteur, propriété que l'on utilise pour retrouver l'attitude de la caméra.

L'accéléromètre étudié est constitué de deux parties principales : une masse mobile se déplaçant en fonction des accélérations du capteur, et une partie fixe (bâti). La masse mobile est reliée au bâti fixe par des micro-ressorts (document DT5). Les deux parties disposent de peignes interdigités.

L'accéléromètre est en pratique un capteur de la force d'inertie qui déplace la partie mobile. Le principe repose sur la mesure des capacités électriques entre les peignes reliés au bâti et ceux reliés à la partie mobile du capteur. Le schéma de principe présenté en DT5 servira de base pour l'étude qui suit.

On se propose de faire dans un premier temps l'étude mécanique de ce système en considérant un modèle unidirectionnel, les déplacements se faisant uniquement suivant l'axe  $x$ . On note  $m$  la masse de la masse mobile,  $k$  la raideur d'un micro-ressort et  $f$  le frottement visqueux représenté sur le schéma suivant.

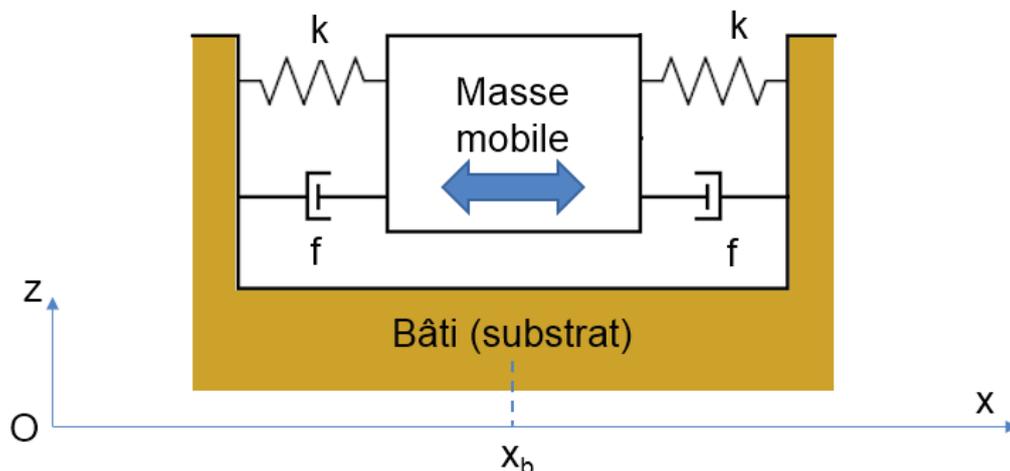


Figure 12 : modèle de l'accéléromètre

On note  $x_m$  la position du centre de la masse mobile à un instant  $t$ , et  $x_b$  la projection du barycentre du bâti sur l'axe  $x$ . À l'équilibre (sans accélération), ces deux positions sont confondues. L'accélération à mesurer correspond à celle du substrat (le capteur), et sera déduite du déplacement  $X$  de la masse par rapport à sa position d'équilibre. On cherche donc dans un premier temps à relier ces deux grandeurs.

Q16. À partir du principe fondamental de la dynamique appliqué dans un référentiel lié à la Terre et supposé fixe, donner l'équation différentielle reliant le déplacement  $X$  du centre de la masse par rapport à sa position d'équilibre et l'accélération  $\gamma_b$  du capteur que l'on souhaite mesurer. On écrira l'expression sous la forme :

$$\gamma_b = g(X, \dot{X}, \ddot{X})$$

Q17. En déduire la fonction de transfert dans le domaine de Laplace  $X(p)/\gamma_b(p)$ . Donner l'expression de son amplification statique  $H_0$ , de son amortissement  $\xi$  et de la pulsation propre  $\omega_0$ .

La figure suivante illustre le diagramme de Bode associé obtenu pour l'accéléromètre considéré.

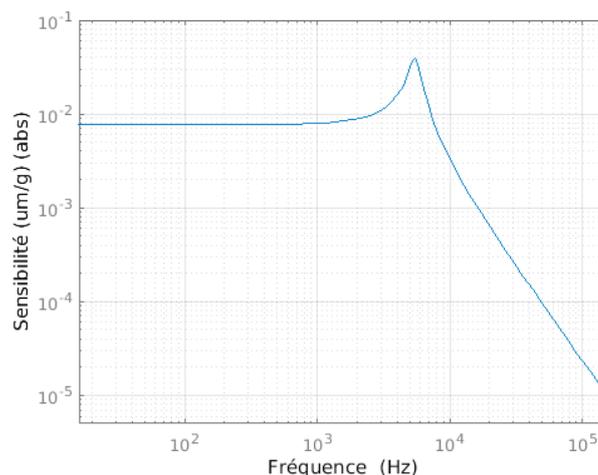


Figure 13 : sensibilité de l'accéléromètre en fonction de la fréquence

Q18. En supposant que l'amortissement soit suffisamment faible pour que la pulsation au maximum d'amplitude du gain soit assimilable à  $\omega_0$ , déduire de ce relevé les valeurs de l'amplification statique  $H_0$ , de son amortissement  $\xi$  et de la pulsation propre  $\omega_0$ . Donner alors la relation entre  $X$  et  $\gamma_b$  pour des fréquences inférieures à quelques centaines de Hertz.

## B2 : variation de la capacité en fonction du déplacement

Le déplacement de la masse mobile modifie la distance entre les peignes de cette dernière et ceux du bâti. En supposant les peignes conducteurs, on peut porter à des potentiels différents les peignes du bâti, et ceux mobiles (document DT5). Une modélisation numérique du système permet alors d'obtenir la distribution du champ électrique en tout point de l'espace. Elle donne ainsi la possibilité de voir l'impact d'un déplacement horizontal de la masse mobile sur la valeur de capacité, mais également

celui d'un mauvais positionnement vertical de la masse, ou de la courbure des peignes sous leur poids.

Remarque : les potentiels imposés sur les peignes conduisent également à la présence de forces électrostatiques, qui ne sont pas considérées dans l'approche proposée.

Q19. Proposer une démarche s'appuyant sur un calcul d'énergie électrostatique pour obtenir à partir des résultats de la modélisation numérique la capacité  $C_1$  entre les peignes portés au potentiel  $V_s$  et ceux liés à la masse mobile pour une position donnée de cette dernière.

Afin de simplifier l'étude, on considère uniquement un ensemble de 3 peignes : on représente ci-dessous une coupe en 2 dimensions avec le peigne central de la masse mobile, et deux peignes du bâti, le système étant en position d'équilibre.

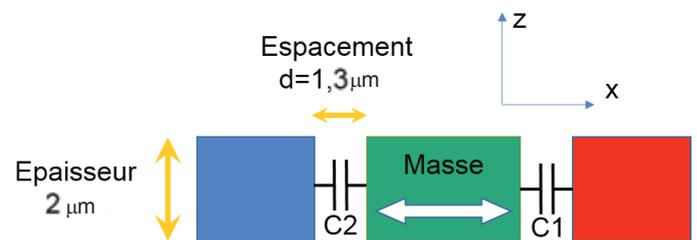
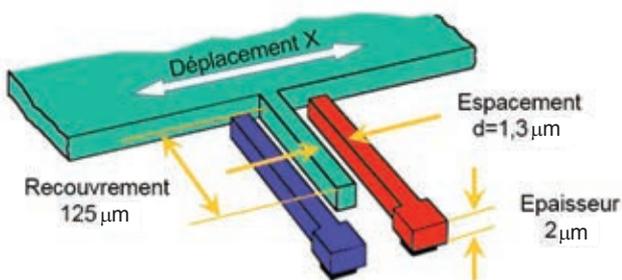


Figure 14 : peignes central et mobiles

Figure 15 : définition des capacités  $C_1$  et  $C_2$

La figure suivante présente la variation de la capacité  $C_1$  entre le peigne porté au potentiel  $V_s$  et le peigne « masse » en fonction du déplacement  $X$  de la masse par rapport à sa position d'équilibre, obtenue par une simulation numérique.

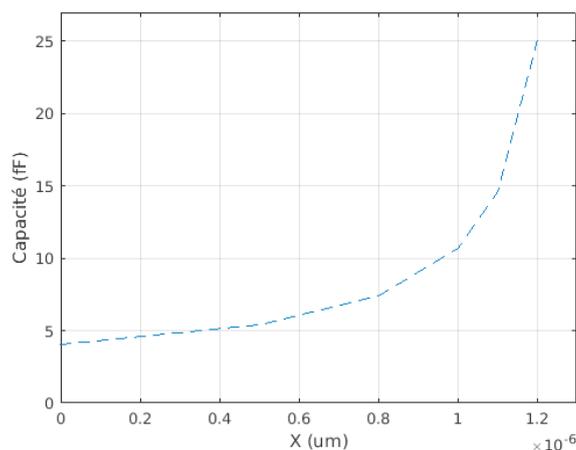


Figure 16 : évolution de la capacité en fonction du déplacement  $X$

Q20. Exprimer analytiquement la capacité entre les deux peignes. À partir du calcul pour cinq points régulièrement répartis sur l'intervalle  $[0 ; 1,2 \mu\text{m}]$ , superposer les résultats analytiques sur la courbe précédente reprise dans le document réponse

DR3. On rappelle que  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F.m}^{-1}$ . On précisera les hypothèses considérées, permettant d'expliquer les différences observées par rapport à la modélisation numérique.

À la suite de cette comparaison, l'expression analytique obtenue en Q21 sera retenue pour exprimer les capacités  $C_1$  et  $C_2$  pour le reste du problème.

### B3 : conditionnement du signal

Les peignes à iso-potentiel étant reliés en parallèle, les capacités globales  $C_I$  et  $C_{II}$  sont calculées en sommant les  $n$  capacités  $C_1$  et  $C_2$  des paires de peignes. On considère alors le circuit de conditionnement suivant, intégrant ces deux capacités globales :

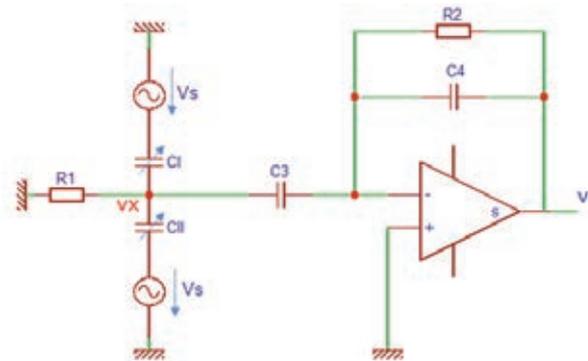


Figure 17 : conditionnement du signal

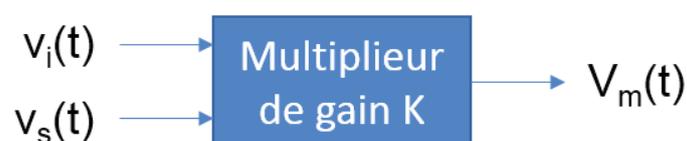
où  $v_s$  est une tension sinusoïdale à 140 kHz obtenue à l'aide d'un oscillateur, et dont l'expression est  $v_s(t) = V_s \cdot \sin(\omega t)$ .  $v_x$  représente le potentiel de la masse mobile. On supposera que la fréquence de l'accélération à mesurer est très faible par rapport à celle de la tension  $v_s$ .

Q21. Exprimer dans le domaine de Laplace la fonction de transfert entre la tension  $v_i$  et la tension  $v_s$ . Simplifier l'expression en supposant que la fréquence de  $v_s$  est au-delà des différentes fréquences de coupure et que  $C_3 \ll C_I$  ou  $C_{II}$ . En déduire que dans ces conditions  $v_i$  peut s'écrire sous la forme :

$$v_i(t) = n_i \cdot \gamma_b \cdot \sin(\omega t)$$

où  $n_i$  est une constante que l'on exprimera en fonction de  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $V_s$ ,  $m$  et  $k$ .

L'accélération à mesurer module l'amplitude de la tension  $v_i$ . La récupération de cette grandeur est proposée à l'aide d'une démodulation synchrone. Pour cela, la tension  $v_i$  est placée en entrée d'un multiplieur :



On rappelle que la fréquence de la tension  $v_s$  est de 140 kHz.

Q22. Exprimer la tension  $v_m(t)$  et montrer qu'il est alors possible de récupérer après filtrage une tension proportionnelle à l'accélération à mesurer. Donner les caractéristiques d'un filtre du 1<sup>er</sup> ordre de gain statique 0 dB présentant une atténuation de 30 dB de la composante à supprimer. Exprimer alors la tension  $V_{out}$  récupérée en sortie du filtre en fonction de  $K$ ,  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $V_s$ ,  $m$ ,  $k$  et l'accélération  $\gamma_b$  à mesurer.

#### B4 : récupération de la grandeur par liaison I2C

Cette tension passe ensuite dans un filtre anti-repliement ajustable par l'utilisateur avant la conversion analogique-numérique 16 bits. Des filtres numériques peuvent alors être utilisés, par exemple pour de la détection de choc, avant l'envoi des données dans une mémoire FIFO dont se nourrit le contrôleur I2C (document DT6).

On souhaite configurer le LSM6DS33 à l'aide d'un microcontrôleur pour qu'il effectue un échantillonnage de la tension  $V_{out}$  à 1 660 Hz. Le filtre anti-repliement retenu présente une fréquence de coupure à 200 Hz. La plage d'accélération considérée est de +/- 2g.

Q23. En s'appuyant sur le document DT6 et le schéma de la MinIMU-9 v5, représenter sur le document réponse DR4 l'échange I2C observé sur la ligne SDA lorsque l'utilisateur configure le registre CTRL1\_XL, en supposant que l'accéléromètre esclave réponde correctement aux requêtes du microcontrôleur maître.

Q24. Une fois la configuration effectuée, on a relevé une trame lors d'un échange maître/esclave donnée en DR5, avec la lecture de plusieurs registres consécutifs. Préciser sur le document réponse la grandeur physique concernée et la valeur associée exprimée dans l'unité du système international.

#### B5 : détermination des angles d'attitude et traitement

En suivant une démarche similaire à celle présentée dans la partie précédente, le microcontrôleur récupère les informations d'accélération (accéléromètre), de vitesse (gyromètre) et de champ magnétique (magnétomètre) dans les 3 axes au niveau de la caméra. On se propose dans cette partie d'en déduire l'attitude du système qui servira d'entrée à la boucle de régulation de la direction de visée.

Dans un premier temps, on utilise uniquement les 3 informations  $\gamma_b$  ( $\gamma_x$ ,  $\gamma_y$ ,  $\gamma_z$ ) fournies par l'accéléromètre placé sur la caméra. Ces grandeurs sont donc celles exprimées **dans le repère  $B_b$  du capteur**. Le référentiel terrestre  $B_n$  considéré se base sur les coordonnées NED (North East Down) au niveau du lieu de l'observateur :

- $X_n$  est orienté vers le nord
- $Y_n$  est orienté vers l'est
- $Z_n$  est orienté vers le centre de la Terre.

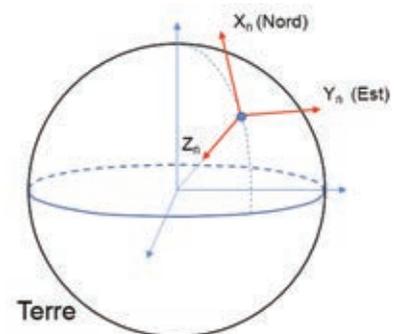


Figure 18 : repère NED

On considère que l'accélération mesurée est uniquement celle liée à la gravitation terrestre. La démarche est d'utiliser les relations permettant de passer du référentiel « NED » au référentiel « capteur » en considérant comme grandeur cette accélération (document DT4). Dans ces conditions :

$$(\gamma_b)_{B_b} = R_\Phi \cdot R_\Theta \cdot R_\Psi \cdot (\gamma_b)_{B_n}$$

Avec  $R_i$  la matrice de rotation d'angle  $i$ .

Les angles d'attitude sont alors nuls lorsque le repère de l'accéléromètre est confondu avec le référentiel NED.

Q25. Après avoir exprimé le vecteur accélération de gravité dans le référentiel NED, donner les expressions des tangentes des angles de roulis  $\Phi$  et de tangage  $\theta_t$  en fonction des accélérations mesurées par le capteur. Montrer également que l'angle de lacet  $\psi$  ne peut pas être obtenu uniquement à partir des mesures d'accélération.

Pour obtenir la dernière composante d'attitude, il est nécessaire de considérer une mesure supplémentaire. À Paris, l'induction magnétique terrestre vaut environ 47 uT, et présente un angle d'inclinaison  $\delta$  proche de  $65^\circ$ .

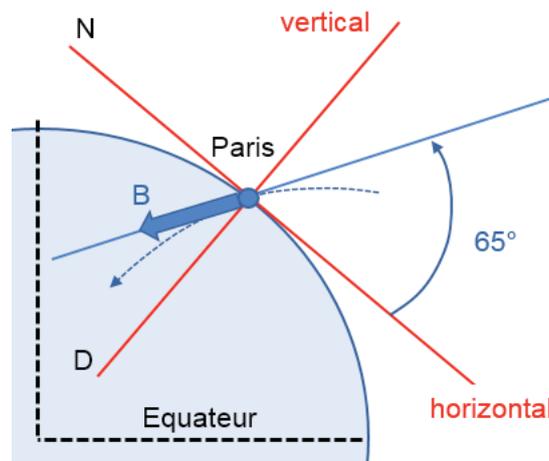


Figure 19 : angle d'inclinaison de l'induction magnétique

Q26. Montrer que la mesure des 3 composantes de l'induction magnétique permet alors de remonter à la tangente de l'angle de lacet  $\psi$ , dont on donnera l'expression permettant de s'affranchir de la connaissance du champ magnétique local et de l'angle d'inclinaison.

## Partie C : contrôle du système de stabilisation de la caméra

À partir des angles d'attitude de la caméra obtenus après traitement des informations délivrées par les capteurs, un moteur brushless est piloté pour chacun des 3 axes afin de réguler l'angle de visée de la caméra. On s'intéressera par la suite uniquement à la commande permettant de stabiliser l'angle de tangage, et donc à la régulation en position d'un seul moteur. De par les constantes de temps en jeu, deux boucles de régulation indépendantes sont considérées par la suite : une boucle de courant permettant de réguler le couple, et une boucle de position.

### C1 : modélisation des moteurs brushless

Le moteur brushless BGM5208-75HS considéré (document DT5) est un moteur triphasé dit « outrunner », le rotor étant placé autour du stator. Il dispose de 22 aimants placés dans l'entrefer (nombre de paires de pôles  $p=11$ ), et de 24 bobines au stator. Il est piloté par l'intermédiaire d'un module de puissance qui délivre au moteur un système triphasé de tensions sinusoïdales à l'aide d'un onduleur triphasé commandé en MLI vectorielle. Le moteur brushless est supposé parfaitement équilibré. Le microcontrôleur réceptionnant les informations d'attitude doit générer à partir de la commande les signaux PWM et les envoyer aux six interrupteurs du driver de l'onduleur.



Figure 20 : moteur brushless

Dans la solution retenue, le microcontrôleur devra également gérer les traitements liés aux correcteurs, et les passages matriciels liés au choix d'une commande vectorielle en d-q (document DT6). L'autopilotage en d-q, retenu afin de réguler des grandeurs continues en régime établi plutôt que sinusoïdales, est aujourd'hui compatible avec la puissance de calcul des microcontrôleurs embarqués. Les mesures de courants sont réalisées par des capteurs délivrant une tension convertie par l'intermédiaire de convertisseurs analogique-numérique. La position du rotor est mesurée par un codeur et est utilisée pour la transformation de Park.

Les questions qui suivent supposeront une approche dans le domaine continu.

L'objectif est donc dans un premier temps d'obtenir le modèle du moteur brushless dans le repère d-q. La transformation de Park considérée revient à effectuer successivement une transformation en biphasé par la matrice de Concordia ( $T_{32}$ ), puis une rotation d'un angle  $p\theta$  afin de placer l'axe d dans l'axe du flux rotorique.

On utilisera les notations suivantes :

- $(v_3) = (v_a, v_b, v_c)$  les tensions aux bornes des 3 phases du moteur brushless
- $(v_3^*) = (v_a^*, v_b^*, v_c^*)$  les tensions en entrée de l'onduleur de tension
- $(\psi_3) = (\psi_a, \psi_b, \psi_c)$  les flux totaux des 3 phases statoriques, somme des flux propres statoriques et des flux liés à la présence des aimants rotoriques
- $(i_3) = (i_a, i_b, i_c)$  les courants dans les 3 phases statoriques

- $(L_s)$  la matrice d'inductance statorique, qui est constante puisque la machine est à pôles lisses
- $\Phi_f$  le flux maximal lié aux aimants dans une phase statorique.

Les grandeurs exprimées dans le repère  $d$ - $q$  porteront les indices  $d$  et  $q$ . Dans ces conditions, pour une grandeur  $x$  triphasée donnée on écrira :

$$\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = (T_{32})R(p\theta) \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix}$$

Dans le cas considéré, les flux statoriques liés à la présence des aimants rotoriques peuvent s'écrire en fonction de la position  $\theta$  du rotor par rapport à la phase statorique  $a$  :

$$(\Psi_f) = \Phi_f \begin{pmatrix} \cos(p\theta) \\ \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix}$$

On notera  $e_k$  la force électromotrice (fem) de la phase  $k$ , liée au flux des aimants du rotor. Par la suite, la composante homopolaire ne sera pas considérée.

Q27. Donner les expressions des flux totaux statoriques exprimées dans le repère  $(dq)$  en fonction des courants  $i_d$  et  $i_q$ , de l'inductance cyclique  $L_c$ , et de  $\Phi_f$ .

Q28. Ecrire l'expression du vecteur  $(v_a, v_b, v_c)$  en fonction de la résistance  $R_s$  d'une phase statorique, des courants statoriques et des flux totaux statoriques. En déduire les expressions des tensions statoriques exprimées dans le repère  $(dq)$  en fonction des courants  $i_d$  et  $i_q$ .

La puissance électromagnétique  $P_{em}$  transmise au rotor s'exprime en fonction des fem  $e_k$  par :

$$P_{em} = \left\langle \sum_{\text{phase } k} i_k e_k \right\rangle$$

$\langle \rangle$  étant l'opérateur valeur moyenne.

Q29. À partir de l'expression de la puissance  $P_{em}$ , retrouver l'expression du couple électromagnétique développé par le moteur en fonction des courants  $i_d$  et  $i_q$ , du nombre de paires de pôles, de la vitesse  $\Omega$  et du flux  $\Phi_f$ .

L'objectif va donc être de mettre en place une régulation du couple en pilotant le courant  $i_q$ , et en imposant une référence de courant  $i_d$  nulle.

## C2 : découplage des grandeurs des axes $d$ et $q$

Q30. Passer les expressions des tensions statoriques  $v_d$  et  $v_q$  dans le domaine de Laplace, et exprimer les variations  $\tilde{v}_d$  et  $\tilde{v}_q$  de ces tensions autour d'un point d'équilibre. La variable de Laplace sera notée  $s$ , et on supposera que la vitesse reste constante sur les constantes de temps considérées. On mettra le résultat

sous la forme  $(\widetilde{v}_d, \widetilde{v}_q) = (Z_{dq}) (\widetilde{i}_d, \widetilde{i}_q)$ , avec  $(Z_{dq})$  une matrice 2x2 dont on donnera l'expression.

L'objectif étant de piloter les courants à partir des tensions de l'onduleur, on recherche donc à inverser la matrice précédente.

Q31. Donner l'expression de la matrice inverse de  $(Z_{dq})$ , notée  $(Y_{dq})$ .

On suppose que la fréquence de découpage de l'onduleur MLI est suffisante pour l'approximer par un gain pur de valeur  $G_0$ . On a ainsi  $(v_3) = G_0 (v_3^*)$ , et donc  $(v_{dq}) = G_0 (v_{dq}^*)$ .

Q32. Donner l'expression de la matrice  $(Y_{dq}^*)$  liant le vecteur courant  $(\widetilde{i}_{dq})$  au vecteur tension  $(\widetilde{v}_{dq}^*)$ .

Cette expression montre que les grandeurs des axes d et q sont couplées, ce qui ne facilite pas la mise en place d'un contrôle indépendant des courants  $i_d$  et  $i_q$ . On recherche donc à obtenir deux boucles indépendantes en introduisant une matrice  $(A)$  et deux nouvelles tensions  $v_d'$  et  $v_q'$  telles que :

$$(\widetilde{i}_{dq}) = (Y_{dq}^*)(\widetilde{v}_{dq}^*) = (Y_{dq}^*)(A)(\widetilde{v}_{dq}') = (D)(\widetilde{v}_{dq}')$$

Avec  $(A)$  une matrice qui s'exprime par

$$(A) = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{p\Omega L_c}{R_s + L_c s} \\ \frac{p\Omega L_c}{R_s + L_c s} & 1 \end{pmatrix}$$

Q33. Exprimer la matrice  $(D)$  et montrer alors que cette solution permet de découpler les axes d et q.

De la sorte, il est possible de piloter les courants  $i_d$  et  $i_q$  de manière indépendante à l'aide des tensions  $v_d'$  et  $v_q'$ .

### C3 : boucle de courant

La boucle de régulation du courant  $i_q$  est ramenée au schéma de la figure suivante :

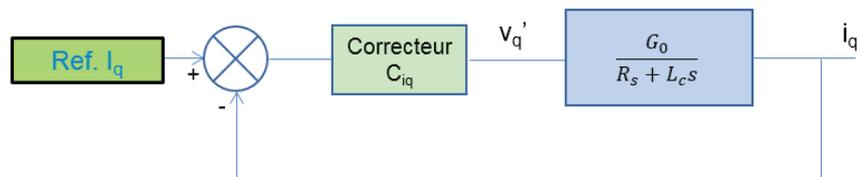


Figure 21 : boucle de régulation du courant  $i_q$

Le correcteur retenu dans cette régulation est un PI de gain en haute fréquence  $K_i$ , et de constante de temps  $\tau_i$ .

Q34. Le choix retenu pour mettre en place ce correcteur est d'utiliser la méthode de compensation de pôle. Dimensionner ce correcteur afin d'avoir une constante de temps dix fois plus petite que le système en boucle ouverte.

#### C4 : boucle de position

*La boucle de régulation du courant étant supposée parfaitement fonctionnelle, elle est considérée par la suite comme équivalente à un gain unitaire.*

Q35. Donner l'expression de la fonction de transfert en boucle ouverte reliant la variation de position  $\tilde{\theta}$  du rotor à la variation  $\tilde{i}_q$  du courant  $I_q$ . On notera  $J$  le moment d'inertie de l'ensemble moteur/axe/appareil photo, et  $f_v$  le coefficient de frottement visqueux. La fonction de transfert sera mise sous la forme :

$$\frac{\tilde{\theta}}{\tilde{i}_q} = \frac{G_\Omega}{s(1 + \tau_\Omega \cdot s)}$$

Q36. Exprimer la fonction de transfert en boucle fermée si l'on retient le même type de correcteur PI (gain  $K_p$ , constante de temps  $\tau_p$ ) et la même démarche de compensation de pôle que pour la boucle en courant. Expliquer alors pourquoi cette solution n'est pas adaptée pour le système considéré.

*La solution retenue est de mettre en place un correcteur PID dont la fonction de transfert est :*

$$C_\Omega(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{\tau_i s} + \tau_d s \right)$$

Q37. Exprimer sans faire de simplification les 3 paramètres de ce correcteur PID en fonction de  $\tau_\Omega$  et  $G_\Omega$  pour que la fonction de transfert en boucle fermée soit un second ordre d'amortissement égal à 1 et de pulsation propre 100 rad.s<sup>-1</sup>.

Q38. Faire l'application numérique pour ces trois paramètres dans le cas où  $\Phi_f = 1,2 \text{ mW}$ ,  $f_v = 1,18 \cdot 10^{-4} \text{ Nm.rad}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$  et  $J = 1,5 \cdot 10^{-5} \text{ kg.m}^2$ .

Q39. En considérant que les mouvements non désirés du système supportant la caméra sont sinusoïdaux et ont une fréquence comprise entre 0,1 Hz et 5 Hz, calculer l'intervalle de gains en dB de la réponse du système à cette perturbation. Conclure quant à l'efficacité de la solution proposée.

## DT1 : Joystick de la manette radio-communicante



Web Site: [www.parallax.com](http://www.parallax.com)  
 Forums: [forums.parallax.com](http://forums.parallax.com)  
 Sales: [sales@parallax.com](mailto:sales@parallax.com)  
 Technical: [support@parallax.com](mailto:support@parallax.com)

Office: (916) 624-8333  
 Fax: (916) 624-8003  
 Sales: (888) 512-1024  
 Tech Support: (888) 997-8267

### Gimbal Joystick with Adapter (#27808)

This quad-bearing gimbal joystick provides a two-axis resistive output for controlling position, velocity, tilt, etc., as an input device to various microcontrollers, including Parallax's P8X32A Propeller chip and BASIC Stamp family of modules. It may be used with microcontrollers that have analog inputs, with an external ADC, or with resistor-capacitor circuits for a purely digital solution.

The Joystick comes pre-wired with a 6-wire cable and 1.5 mm plug. An adapter kit with a matching 1.5 mm socket is included, for convenient prototyping on breadboards or thru-hole boards. Simple soldering is required to use the optional but highly recommended adapter.

#### Features

- 5 k $\Omega$  linear-taper potentiometer on each axis
- Smooth ball-bearing action on both axes
- Selectable spring return-to-center on vertical axis
- Selectable detents and/or friction on vertical axis
- Adapter kit for 0.1" spacing is included for easy prototyping (simple soldering required)

#### Specifications

- Power Requirements: Passive device; will work with any low-voltage supply
- Interface: Resistive or voltage divider output
- Dimensions: 2.70 x 2.32 x 2.42 in (68.6 x 58.9 x 61.5 mm)

#### Application Ideas

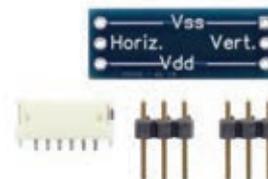
- Game controller
- Remote control for robotics
- Manual control for interactive displays

#### Packing List

- Quad-Bearing Gimbal Joystick (#27806)
- Adapter Kit (#27809) (including PCB, two 3-pin headers, and 1.5 mm 6-connector socket)

#### Resources and Downloads

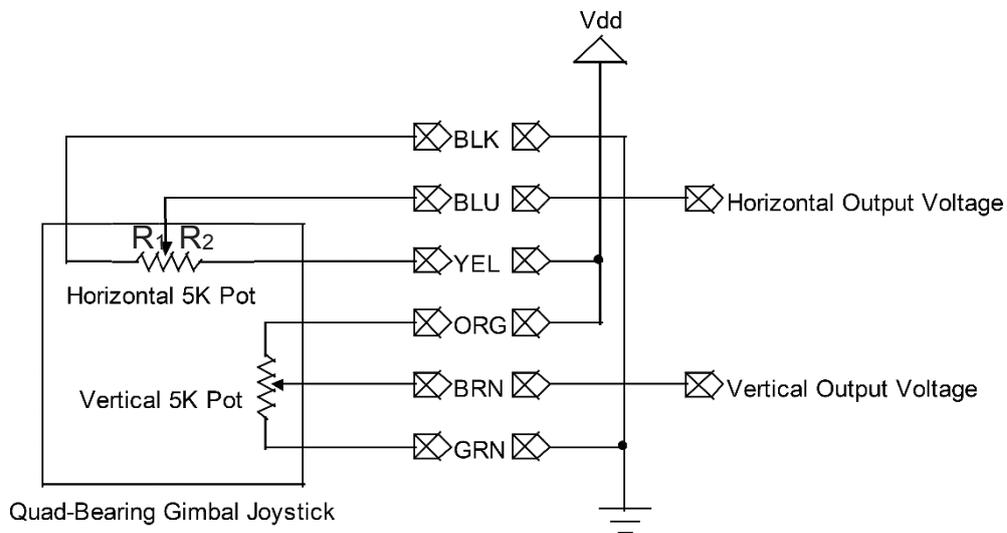
Find example code, the latest version of this document, and additional resources from the Gimbal Joystick product page. Go to [www.parallax.com](http://www.parallax.com) and search "27808".



## Quick-Start Guide

### Voltage Divider Circuit

The voltage divider is most basic circuit using the joystick:



The horizontal output voltage will increase as the joystick moves from left to right, from about  $0.38 * V_{dd}$  (full left) to  $0.63 * V_{dd}$  (full right). The center voltage is approximately  $V_{dd} / 2$ . The vertical output voltage covers the same range, increasing from bottom to top, with the center voltage also being  $V_{dd} / 2$ .

# DT2 : Amplificateur d'instrumentation



INA114

## Precision INSTRUMENTATION AMPLIFIER

### FEATURES

- LOW OFFSET VOLTAGE: 50 $\mu$ V max
- LOW DRIFT: 0.25 $\mu$ V/ $^{\circ}$ C max
- LOW INPUT BIAS CURRENT: 2nA max
- HIGH COMMON-MODE REJECTION: 115dB min
- INPUT OVER-VOLTAGE PROTECTION:  $\pm$ 40V
- WIDE SUPPLY RANGE:  $\pm$ 2.25 to  $\pm$ 18V
- LOW QUIESCENT CURRENT: 3mA max
- 8-PIN PLASTIC AND SOL-16

### APPLICATIONS

- BRIDGE AMPLIFIER
- THERMOCOUPLE AMPLIFIER
- RTD SENSOR AMPLIFIER
- MEDICAL INSTRUMENTATION
- DATA ACQUISITION

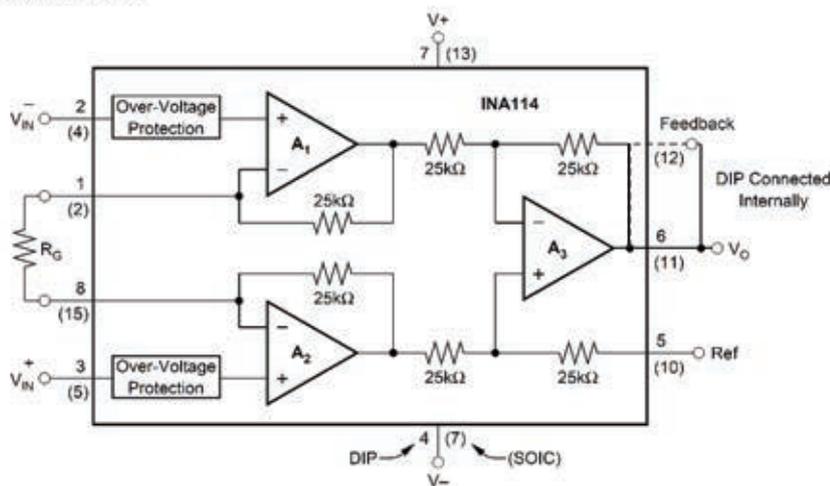
### DESCRIPTION

The INA114 is a low cost, general purpose instrumentation amplifier offering excellent accuracy. Its versatile 3-op amp design and small size make it ideal for a wide range of applications.

A single external resistor sets any gain from 1 to 10,000. Internal input protection can withstand up to  $\pm$ 40V without damage.

The INA114 is laser trimmed for very low offset voltage (50 $\mu$ V), drift (0.25 $\mu$ V/ $^{\circ}$ C) and high common-mode rejection (115dB at G = 1000). It operates with power supplies as low as  $\pm$ 2.25V, allowing use in battery operated and single 5V supply systems. Quiescent current is 3mA maximum.

The INA114 is available in 8-pin plastic and SOL-16 surface-mount packages. Both are specified for the  $-40^{\circ}$ C to  $+85^{\circ}$ C temperature range.



## 11.0 ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER (A/D) MODULE

The Analog-to-Digital (A/D) Converter module has five inputs for the 28-pin devices and eight for the other devices.

The analog input charges a sample and hold capacitor. The output of the sample and hold capacitor is the input into the converter. The converter then generates a digital result of this analog level via successive approximation. The A/D conversion of the analog input signal results in a corresponding 10-bit digital number. The A/D module has high and low voltage reference input that is software selectable to some combination of VDD, Vss, RA2, or RA3.

The A/D converter has a unique feature of being able to operate while the device is in SLEEP mode. To operate in SLEEP, the A/D clock must be derived from the A/D's internal RC oscillator.

The A/D module has four registers. These registers are:

- A/D Result High Register (ADRESH)
- A/D Result Low Register (ADRESL)
- A/D Control Register0 (ADCON0)
- A/D Control Register1 (ADCON1)

The ADCON0 register, shown in Register 11-1, controls the operation of the A/D module. The ADCON1 register, shown in Register 11-2, configures the functions of the port pins. The port pins can be configured as analog inputs (RA3 can also be the voltage reference), or as digital I/O.

Additional information on using the A/D module can be found in the PIC® MCU Mid-Range Family Reference Manual (DS33023).

### REGISTER 11-1: ADCON0 REGISTER (ADDRESS: 1Fh)

R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	U-0	R/W-0
ADCS1	ADCS0	CHS2	CHS1	CHS0	GO/DONE	—	ADON
bit 7							bit 0

bit 7-6	<b>ADCS1:ADCS0:</b> A/D Conversion Clock Select bits 00 = Fosc/2 01 = Fosc/8 10 = Fosc/32 11 = FRC (clock derived from the internal A/D module RC oscillator)
bit 5-3	<b>CHS2:CHS0:</b> Analog Channel Select bits 000 = channel 0, (RA0/AN0) 001 = channel 1, (RA1/AN1) 010 = channel 2, (RA2/AN2) 011 = channel 3, (RA3/AN3) 100 = channel 4, (RA5/AN4) 101 = channel 5, (RE0/AN5) <sup>(1)</sup> 110 = channel 6, (RE1/AN6) <sup>(1)</sup> 111 = channel 7, (RE2/AN7) <sup>(1)</sup>
bit 2	<b>GO/DONE:</b> A/D Conversion Status bit <u>If ADON = 1:</u> 1 = A/D conversion in progress (setting this bit starts the A/D conversion) 0 = A/D conversion not in progress (this bit is automatically cleared by hardware when the A/D conversion is complete)
bit 1	<b>Unimplemented:</b> Read as '0'
bit 0	<b>ADON:</b> A/D On bit 1 = A/D converter module is operating 0 = A/D converter module is shut-off and consumes no operating current

**Note 1:** These channels are not available on PIC16F873/876 devices.

Legend:			
R = Readable bit	W = Writable bit	U = Unimplemented bit, read as '0'	
- n = Value at POR	'1' = Bit is set	'0' = Bit is cleared	x = Bit is unknown

# PIC16F87X

## REGISTER 11-2: ADCON1 REGISTER (ADDRESS 9Fh)

U-0	U-0	R/W-0	U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
ADFM	—	—	—	PCFG3	PCFG2	PCFG1	PCFG0
bit 7				bit 0			

- bit 7     **ADFM:** A/D Result Format Select bit  
 1 = Right justified. 6 Most Significant bits of ADRESH are read as '0'.  
 0 = Left justified. 6 Least Significant bits of ADRESL are read as '0'.
- bit 6-4   **Unimplemented:** Read as '0'
- bit 3-0   **PCFG3:PCFG0:** A/D Port Configuration Control bits:

PCFG3: PCFG0	AN7 <sup>(1)</sup> RE2	AN6 <sup>(1)</sup> RE1	AN5 <sup>(1)</sup> RE0	AN4 RA5	AN3 RA3	AN2 RA2	AN1 RA1	AN0 RA0	VREF+	VREF-	CHAN/ Refs <sup>(2)</sup>
0000	A	A	A	A	A	A	A	A	VDD	Vss	8/0
0001	A	A	A	A	VREF+	A	A	A	RA3	Vss	7/1
0010	D	D	D	A	A	A	A	A	VDD	Vss	5/0
0011	D	D	D	A	VREF+	A	A	A	RA3	Vss	4/1
0100	D	D	D	D	A	D	A	A	VDD	Vss	3/0
0101	D	D	D	D	VREF+	D	A	A	RA3	Vss	2/1
011x	D	D	D	D	D	D	D	D	VDD	Vss	0/0
1000	A	A	A	A	VREF+	VREF-	A	A	RA3	RA2	6/2
1001	D	D	A	A	A	A	A	A	VDD	Vss	6/0
1010	D	D	A	A	VREF+	A	A	A	RA3	Vss	5/1
1011	D	D	A	A	VREF+	VREF-	A	A	RA3	RA2	4/2
1100	D	D	D	A	VREF+	VREF-	A	A	RA3	RA2	3/2
1101	D	D	D	D	VREF+	VREF-	A	A	RA3	RA2	2/2
1110	D	D	D	D	D	D	D	A	VDD	Vss	1/0
1111	D	D	D	D	VREF+	VREF-	D	A	RA3	RA2	1/2

A = Analog input    D = Digital I/O

- Note 1:** These channels are not available on PIC16F873/876 devices.  
**Note 2:** This column indicates the number of analog channels available as A/D inputs and the number of analog channels used as voltage reference inputs.

Legend:			
R = Readable bit	W = Writable bit	U = Unimplemented bit, read as '0'	
- n = Value at POR	'1' = Bit is set	'0' = Bit is cleared	x = Bit is unknown

The ADRESH:ADRESL registers contain the 10-bit result of the A/D conversion. When the A/D conversion is complete, the result is loaded into this A/D result register pair, the GO/DONE bit (ADCON0<2>) is cleared and the A/D interrupt flag bit ADIF is set. The block diagram of the A/D module is shown in Figure 11-1.

After the A/D module has been configured as desired, the selected channel must be acquired before the conversion is started. The analog input channels must have their corresponding TRIS bits selected as inputs.

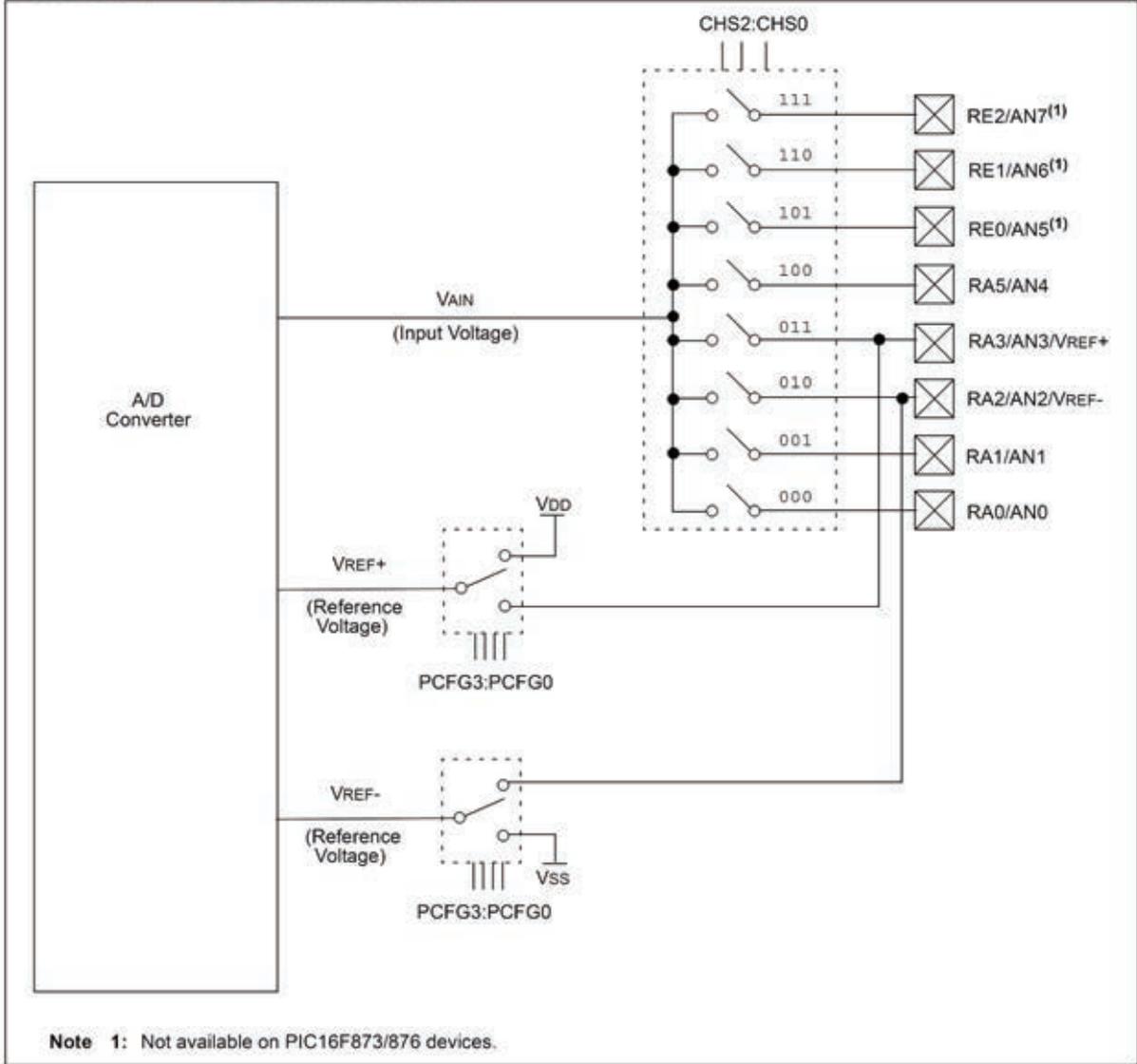
To determine sample time, see Section 11.1. After this acquisition time has elapsed, the A/D conversion can be started.

# PIC16F87X

These steps should be followed for doing an A/D Conversion:

1. Configure the A/D module:
  - Configure analog pins/voltage reference and digital I/O (ADCON1)
  - Select A/D input channel (ADCON0)
  - Select A/D conversion clock (ADCON0)
  - Turn on A/D module (ADCON0)
2. Configure A/D interrupt (if desired):
  - Clear ADIF bit
  - Set ADIE bit
  - Set PEIE bit
  - Set GIE bit
3. Wait the required acquisition time.
4. Start conversion:
  - Set GO/DONE bit (ADCON0)
5. Wait for A/D conversion to complete, by either:
  - Polling for the GO/DONE bit to be cleared (with interrupts enabled); OR
  - Waiting for the A/D interrupt
6. Read A/D result register pair (ADRESH:ADRESL), clear bit ADIF if required.
7. For the next conversion, go to step 1 or step 2, as required. The A/D conversion time per bit is defined as TAD. A minimum wait of 2TAD is required before the next acquisition starts.

**FIGURE 11-1: A/D BLOCK DIAGRAM**



**Note 1:** Not available on PIC16F873/876 devices.

# PIC16F87X

## 11.1 A/D Acquisition Requirements

For the A/D converter to meet its specified accuracy, the charge holding capacitor (CHOLD) must be allowed to fully charge to the input channel voltage level. The analog input model is shown in Figure 11-2. The source impedance (RS) and the internal sampling switch (RSS) impedance directly affect the time required to charge the capacitor CHOLD. The sampling switch (RSS) impedance varies over the device voltage (VDD), see Figure 11-2. **The maximum recommended impedance for analog sources is 10 kΩ.** As the impedance is decreased, the acquisition time may be decreased.

After the analog input channel is selected (changed), this acquisition must be done before the conversion can be started.

To calculate the minimum acquisition time, Equation 11-1 may be used. This equation assumes that 1/2 LSB error is used (1024 steps for the A/D). The 1/2 LSB error is the maximum error allowed for the A/D to meet its specified resolution.

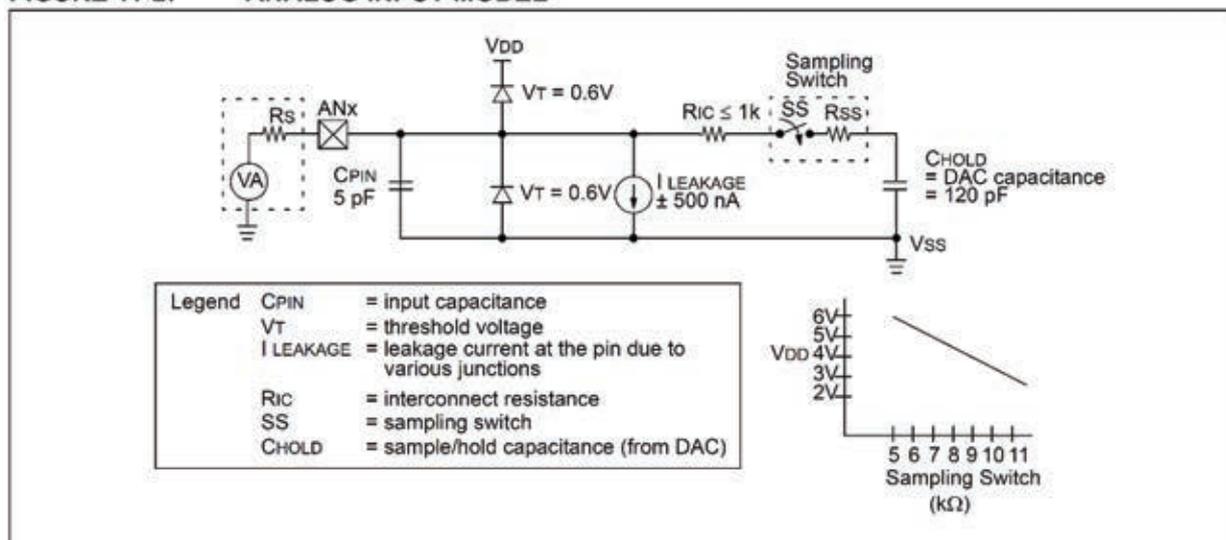
To calculate the minimum acquisition time, TACQ, see the PIC® MCU Mid-Range Reference Manual (DS33023).

### EQUATION 11-1: ACQUISITION TIME

$$\begin{aligned}
 TACQ &= \text{Amplifier Settling Time} + \\
 &\quad \text{Hold Capacitor Charging Time} + \\
 &\quad \text{Temperature Coefficient} \\
 &= TAMP + TC + TCOFF \\
 &= 2\mu\text{s} + TC + [(\text{Temperature} - 25^\circ\text{C})(0.05\mu\text{s}/^\circ\text{C})]
 \end{aligned}$$

- Note 1:** The reference voltage (VREF) has no effect on the equation, since it cancels itself out.
- Note 2:** The charge holding capacitor (CHOLD) is not discharged after each conversion.
- Note 3:** The maximum recommended impedance for analog sources is 10 kΩ. This is required to meet the pin leakage specification.
- Note 4:** After a conversion has completed, a 2.0TAD delay must complete before acquisition can begin again. During this time, the holding capacitor is not connected to the selected A/D input channel.

FIGURE 11-2: ANALOG INPUT MODEL



## 11.2 Selecting the A/D Conversion Clock

The A/D conversion time per bit is defined as  $T_{AD}$ . The A/D conversion requires a minimum  $12T_{AD}$  per 10-bit conversion. The source of the A/D conversion clock is software selected. The four possible options for  $T_{AD}$  are:

- $2T_{OSC}$
- $8T_{OSC}$
- $32T_{OSC}$
- Internal A/D module RC oscillator (2-6  $\mu$ s)

For correct A/D conversions, the A/D conversion clock ( $T_{AD}$ ) must be selected to ensure a minimum  $T_{AD}$  time of 1.6  $\mu$ s.

Table 11-1 shows the resultant  $T_{AD}$  times derived from the device operating frequencies and the A/D clock source selected.

**TABLE 11-1:  $T_{AD}$  vs. MAXIMUM DEVICE OPERATING FREQUENCIES (STANDARD DEVICES (C))**

AD Clock Source ( $T_{AD}$ )		Maximum Device Frequency
Operation	ADCS1:ADCS0	Max.
$2T_{OSC}$	00	1.25 MHz
$8T_{OSC}$	01	5 MHz
$32T_{OSC}$	10	20 MHz
RC <sup>(1, 2, 3)</sup>	11	(Note 1)

**Note 1:** The RC source has a typical  $T_{AD}$  time of 4  $\mu$ s, but can vary between 2-6  $\mu$ s.

**2:** When the device frequencies are greater than 1 MHz, the RC A/D conversion clock source is only recommended for SLEEP operation.

**3:** For extended voltage devices (LC), please refer to the Electrical Characteristics (Sections 15.1 and 15.2).

## 11.3 Configuring Analog Port Pins

The ADCON1 and TRIS registers control the operation of the A/D port pins. The port pins that are desired as analog inputs must have their corresponding TRIS bits set (input). If the TRIS bit is cleared (output), the digital output level ( $V_{OH}$  or  $V_{OL}$ ) will be converted.

The A/D operation is independent of the state of the CHS2:CHS0 bits and the TRIS bits.

**Note 1:** When reading the port register, any pin configured as an analog input channel will read as cleared (a low level). Pins configured as digital inputs will convert an analog input. Analog levels on a digitally configured input will not affect the conversion accuracy.

**2:** Analog levels on any pin that is defined as a digital input (including the AN7:AN0 pins), may cause the input buffer to consume current that is out of the device specifications.

# PIC16F87X

## 11.4 A/D Conversions

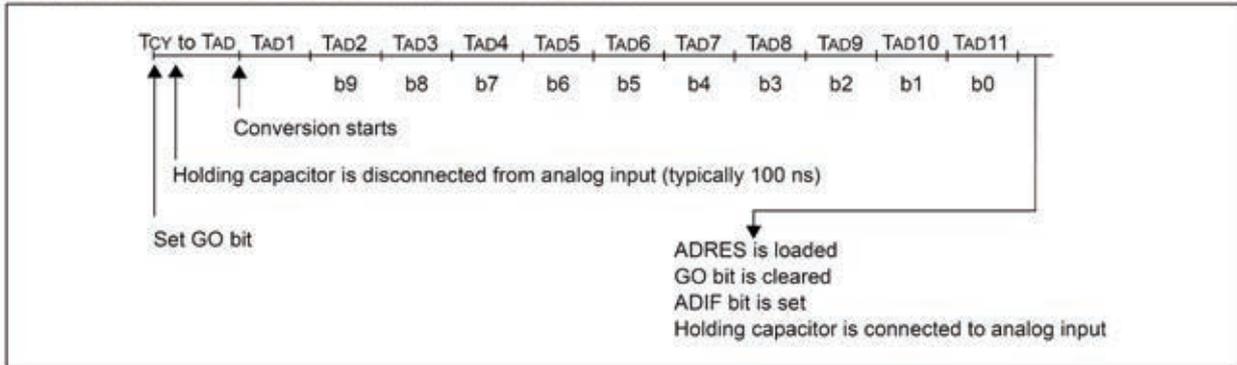
Clearing the  $\overline{\text{GO/DONE}}$  bit during a conversion will abort the current conversion. The A/D result register pair will NOT be updated with the partially completed A/D conversion sample. That is, the ADRESH:ADRESL registers will continue to contain the value of the last completed conversion (or the last value written to the ADRESH:ADRESL registers). After the A/D conversion is aborted, a  $2T_{AD}$  wait is required before the next

acquisition is started. After this  $2T_{AD}$  wait, acquisition on the selected channel is automatically started. The  $\overline{\text{GO/DONE}}$  bit can then be set to start the conversion.

In Figure 11-3, after the GO bit is set, the first time segment has a minimum of  $T_{CY}$  and a maximum of  $T_{AD}$ .

**Note:** The  $\overline{\text{GO/DONE}}$  bit should NOT be set in the same instruction that turns on the A/D.

**FIGURE 11-3: A/D CONVERSION  $T_{AD}$  CYCLES**

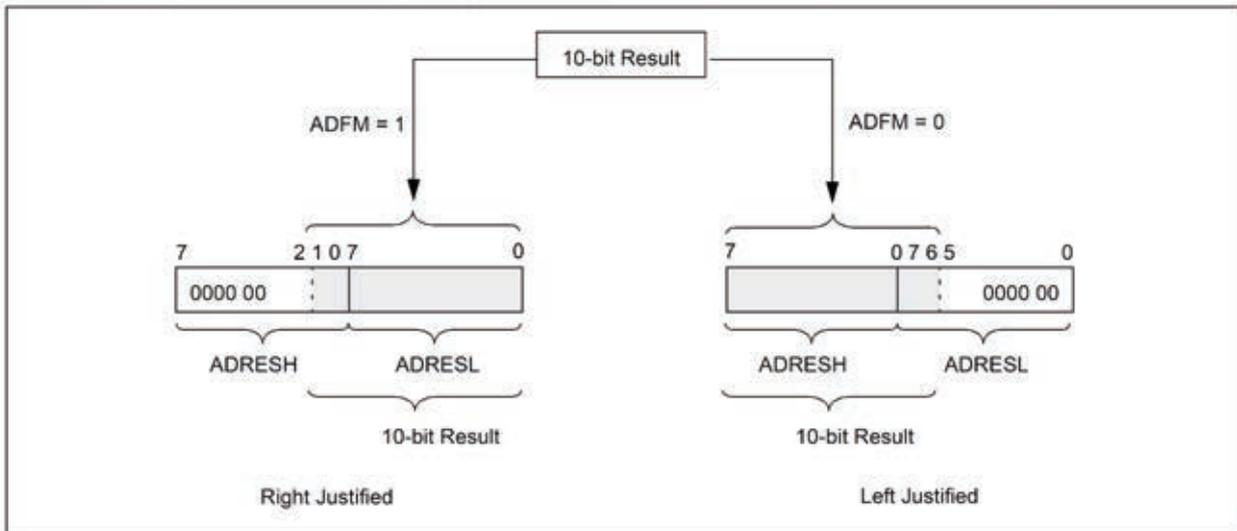


### 11.4.1 A/D RESULT REGISTERS

The ADRESH:ADRESL register pair is the location where the 10-bit A/D result is loaded at the completion of the A/D conversion. This register pair is 16-bits wide. The A/D module gives the flexibility to left or right justify the 10-bit result in the 16-bit result register. The A/D

Format Select bit (ADFM) controls this justification. Figure 11-4 shows the operation of the A/D result justification. The extra bits are loaded with '0's'. When an A/D result will not overwrite these locations (A/D disable), these registers may be used as two general purpose 8-bit registers.

**FIGURE 11-4: A/D RESULT JUSTIFICATION**



## 11.5 A/D Operation During SLEEP

The A/D module can operate during SLEEP mode. This requires that the A/D clock source be set to RC (ADCS1:ADCS0 = 11). When the RC clock source is selected, the A/D module waits one instruction cycle before starting the conversion. This allows the SLEEP instruction to be executed, which eliminates all digital switching noise from the conversion. When the conversion is completed, the GO/DONE bit will be cleared and the result loaded into the ADRES register. If the A/D interrupt is enabled, the device will wake-up from SLEEP. If the A/D interrupt is not enabled, the A/D module will then be turned off, although the ADON bit will remain set.

When the A/D clock source is another clock option (not RC), a SLEEP instruction will cause the present conversion to be aborted and the A/D module to be turned off, though the ADON bit will remain set.

Turning off the A/D places the A/D module in its lowest current consumption state.

**Note:** For the A/D module to operate in SLEEP, the A/D clock source must be set to RC (ADCS1:ADCS0 = 11). To allow the conversion to occur during SLEEP, ensure the SLEEP instruction immediately follows the instruction that sets the GO/DONE bit.

## 11.6 Effects of a RESET

A device RESET forces all registers to their RESET state. This forces the A/D module to be turned off, and any conversion is aborted. All A/D input pins are configured as analog inputs.

The value that is in the ADRESH:ADRESL registers is not modified for a Power-on Reset. The ADRESH:ADRESL registers will contain unknown data after a Power-on Reset.

**TABLE 11-2: REGISTERS/BITS ASSOCIATED WITH A/D**

Address	Name	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Value on POR, BOR	Value on MCLR, WDT
0Bh,8Bh,10Bh,18Bh	INTCON	GIE	PEIE	T0IE	INTE	RBIE	T0IF	INTF	RBIF	0000 000x	0000 000u
0Ch	PIR1	PSPIF <sup>(1)</sup>	ADIF	RCIF	TXIF	SSPIF	CCP1IF	TMR2IF	TMR1IF	0000 0000	0000 0000
8Ch	PIE1	PSPIE <sup>(1)</sup>	ADIE	RCIE	TXIE	SSPIE	CCP1IE	TMR2IE	TMR1IE	0000 0000	0000 0000
1Eh	ADRESH	A/D Result Register High Byte								xxxx xxxx	uuuu uuuu
9Eh	ADRESL	A/D Result Register Low Byte								xxxx xxxx	uuuu uuuu
1Fh	ADCON0	ADCS1	ADCS0	CHS2	CHS1	CHS0	GO/DONE	—	ADON	0000 00-0	0000 00-0
9Fh	ADCON1	ADFM	—	—	—	PCFG3	PCFG2	PCFG1	PCFG0	--0- 0000	--0- 0000
85h	TRISA	—	—	PORTA Data Direction Register						--11 1111	--11 1111
05h	PORTA	—	—	PORTA Data Latch when written: PORTA pins when read						--0x 0000	--0u 0000
89h <sup>(1)</sup>	TRISE	IBF	OBF	IBOV	PSPMODE	—	PORTE Data Direction bits			0000 -111	0000 -111
09h <sup>(1)</sup>	PORTE	—	—	—	—	—	RE2	RE1	RE0	---- -xxx	---- -uuu

Legend: x = unknown, u = unchanged, - = unimplemented, read as '0'. Shaded cells are not used for A/D conversion.

**Note 1:** These registers/bits are not available on the 28-pin devices.

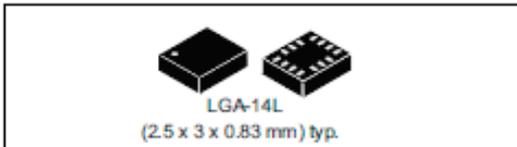
# DT4 : accéléromètre capacitif



## LSM6DS3

### iNEMO inertial module: always-on 3D accelerometer and 3D gyroscope

Datasheet - production data



### Features

- Power consumption: 0.9 mA in combo normal mode and 1.25 mA in combo high-performance mode up to 1.6 kHz.
- "Always-on" experience with low power consumption for both accelerometer and gyroscope
- Smart FIFO up to 8 kbyte based on features set
- Compliant with Android K and L
- Hard, soft ironing for external magnetic sensor corrections
- $\pm 2/\pm 4/\pm 8/\pm 16$  g full scale
- $\pm 125/\pm 250/\pm 500/\pm 1000/\pm 2000$  dps full scale
- Analog supply voltage: 1.71 V to 3.6 V
- Independent IOs supply (1.62 V)
- Compact footprint, 2.5 mm x 3 mm x 0.83 mm
- SPI/I<sup>2</sup>C serial interface with main processor data synchronization feature
- Embedded temperature sensor
- ECOPACK<sup>®</sup>, RoHS and "Green" compliant

### Applications

- Pedometer, step detector and step counter
- Significant motion and tilt functions
- Indoor navigation
- Tap and double-tap detection
- IoT and connected devices
- Intelligent power saving for handheld devices
- Vibration monitoring and compensation
- Free-fall detection
- 6D orientation detection

### Description

The LSM6DS3 is a system-in-package featuring a 3D digital accelerometer and a 3D digital gyroscope performing at 1.25 mA (up to 1.6 kHz ODR) in high-performance mode and enabling always-on low-power features for an optimal motion experience for the consumer.

The LSM6DS3 supports main OS requirements, offering real, virtual and batch sensors with 8 kbyte for dynamic data batching.

ST's family of MEMS sensor modules leverages the robust and mature manufacturing processes already used for the production of micromachined accelerometers and gyroscopes.

The various sensing elements are manufactured using specialized micromachining processes, while the IC interfaces are developed using CMOS technology that allows the design of a dedicated circuit which is trimmed to better match the characteristics of the sensing element.

The LSM6DS3 has a full-scale acceleration range of  $\pm 2/\pm 4/\pm 8/\pm 16$  g and an angular rate range of  $\pm 125/\pm 250/\pm 500/\pm 1000/\pm 2000$  dps.

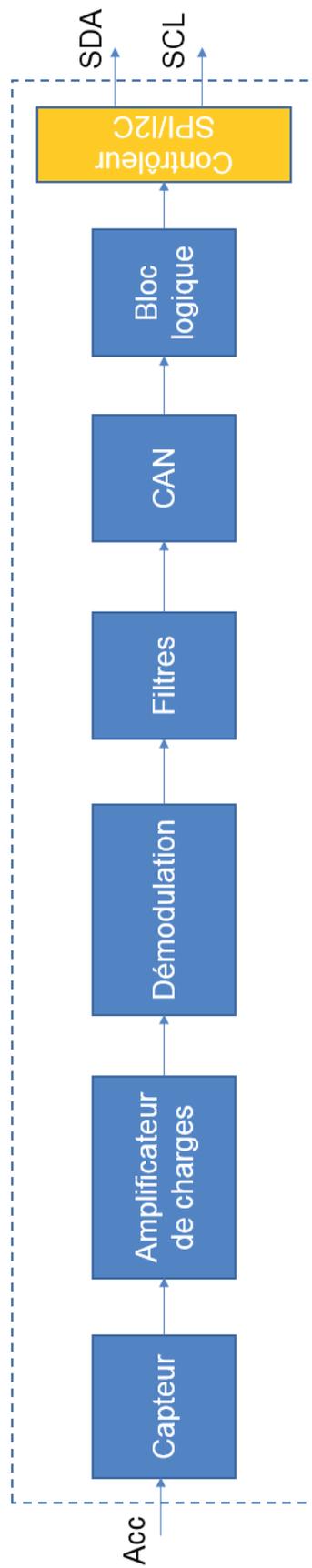
High robustness to mechanical shock makes the LSM6DS3 the preferred choice of system designers for the creation and manufacturing of reliable products.

The LSM6DS3 is available in a plastic land grid array (LGA) package.

Table 1. Device summary

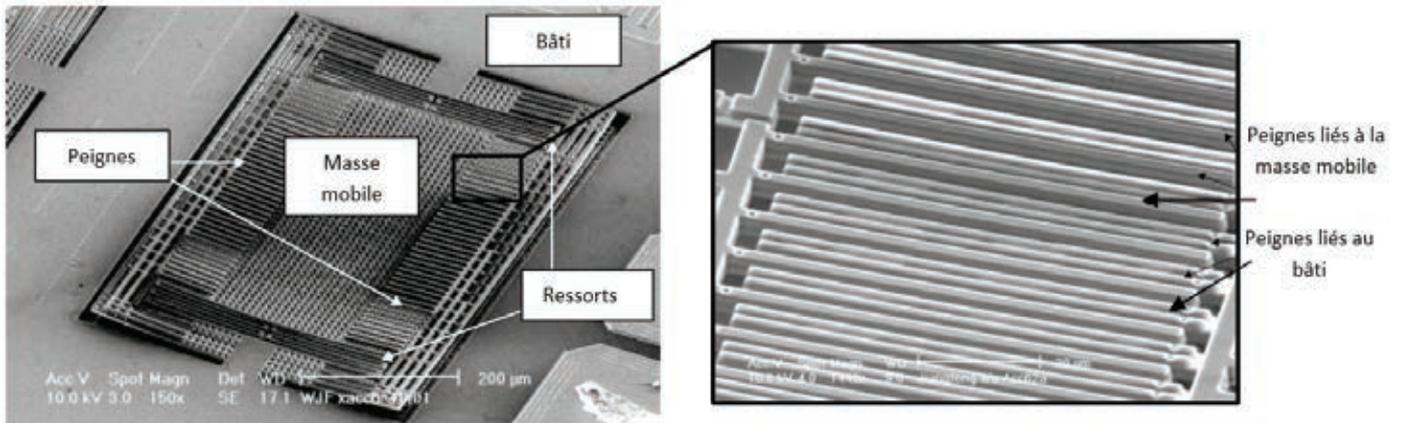
Part number	Temperature range [°C]	Package	Packing
LSM6DS3	-40 to +85	LGA-14L (2.5 x 3 x 0.83 mm)	Tray
LSM6DS3TR	-40 to +85		Tape & Reel

## Schéma bloc simplifié de l'accéléromètre

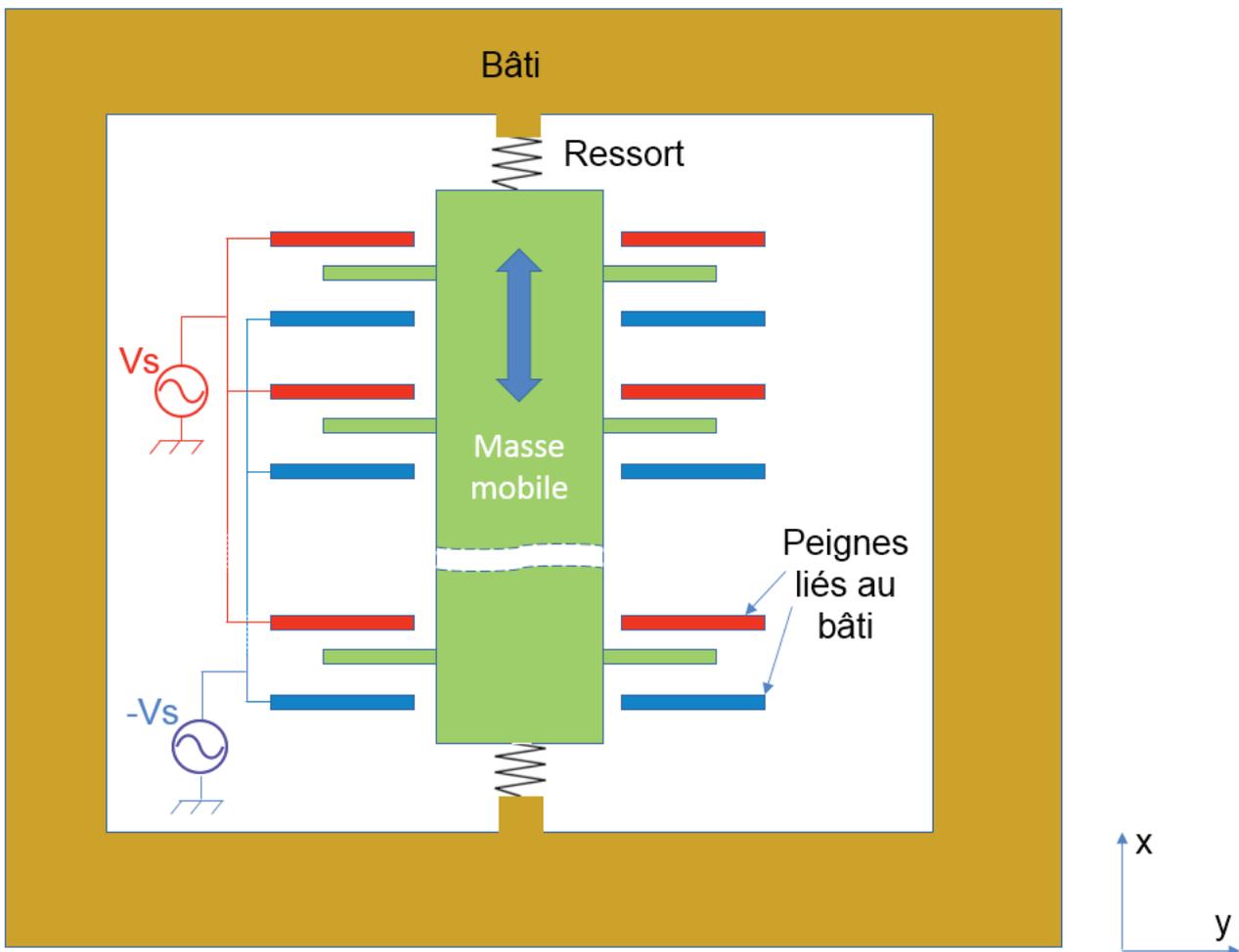


## DT5 : Partie capteur de l'accéléromètre

Les figures suivantes représentent la partie « capteur » MEMS du type d'accéléromètre étudié, avec la masse mobile et le bâti.

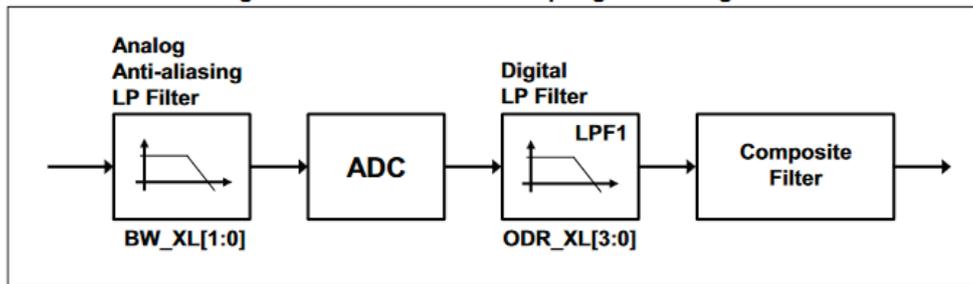


Tous les peignes reliés à la tension  $V_s$  sont mécaniquement solidaires entre eux.  
Tous les peignes reliés à la tension  $-V_s$  sont mécaniquement solidaires entre eux.



## DT6 : contrôleur I2C du LSM6DS3 de STMicroelectronics

Figure 4. Accelerometer sampling chain diagram



LSM6DS3

Digital interfaces

### 6.1.1 I<sup>2</sup>C operation

The transaction on the bus is started through a START (ST) signal. A START condition is defined as a HIGH to LOW transition on the data line while the SCL line is held HIGH. After this has been transmitted by the master, the bus is considered busy. The next byte of data transmitted after the start condition contains the address of the slave in the first 7 bits and the eighth bit tells whether the master is receiving data from the slave or transmitting data to the slave. When an address is sent, each device in the system compares the first seven bits after a start condition with its address. If they match, the device considers itself addressed by the master.

The Slave Address (SAD) associated to the LSM6DS3 is 110101xb. The SDO/SA0 pin can be used to modify the less significant bit of the device address. If the SDO/SA0 pin is connected to the supply voltage, LSb is '1' (address 1101011b); else if the SDO/SA0 pin is connected to ground, the LSb value is '0' (address 1101010b). This solution permits to connect and address two different inertial modules to the same I<sup>2</sup>C bus.

Data transfer with acknowledge is mandatory. The transmitter must release the SDA line during the acknowledge pulse. The receiver must then pull the data line LOW so that it remains stable low during the HIGH period of the acknowledge clock pulse. A receiver which has been addressed is obliged to generate an acknowledge after each byte of data received.

The I<sup>2</sup>C embedded inside the LSM6DS3 behaves like a slave device and the following protocol must be adhered to. After the start condition (ST) a slave address is sent, once a slave acknowledge (SAK) has been returned, an 8-bit sub-address (SUB) is transmitted. The increment of the address is configured by the CTRL3\_C (12h) (IF\_INC).

The slave address is completed with a Read/Write bit. If the bit is '1' (Read), a repeated START (SR) condition must be issued after the two sub-address bytes; if the bit is '0' (Write) the master will transmit to the slave with direction unchanged. Table 11 explains how the SAD+Read/Write bit pattern is composed, listing all the possible configurations.

Table 11. SAD+Read/Write patterns

Command	SAD[6:1]	SAD[0] = SA0	R/W	SAD+R/W
Read	110101	0	1	11010101 (D5h)
Write	110101	0	0	11010100 (D4h)
Read	110101	1	1	11010111 (D7h)
Write	110101	1	0	11010110 (D6h)

Table 12. Transfer when master is writing one byte to slave

Master	ST	SAD + W		SUB		DATA		SP
Slave			SAK		SAK		SAK	

Table 13. Transfer when master is writing multiple bytes to slave

Master	ST	SAD + W		SUB		DATA		DATA		SP
Slave			SAK		SAK		SAK		SAK	

Table 14. Transfer when master is receiving (reading) one byte of data from slave

Master	ST	SAD + W		SUB		SR	SAD + R			NMAK	SP
Slave			SAK		SAK			SAK	DATA		

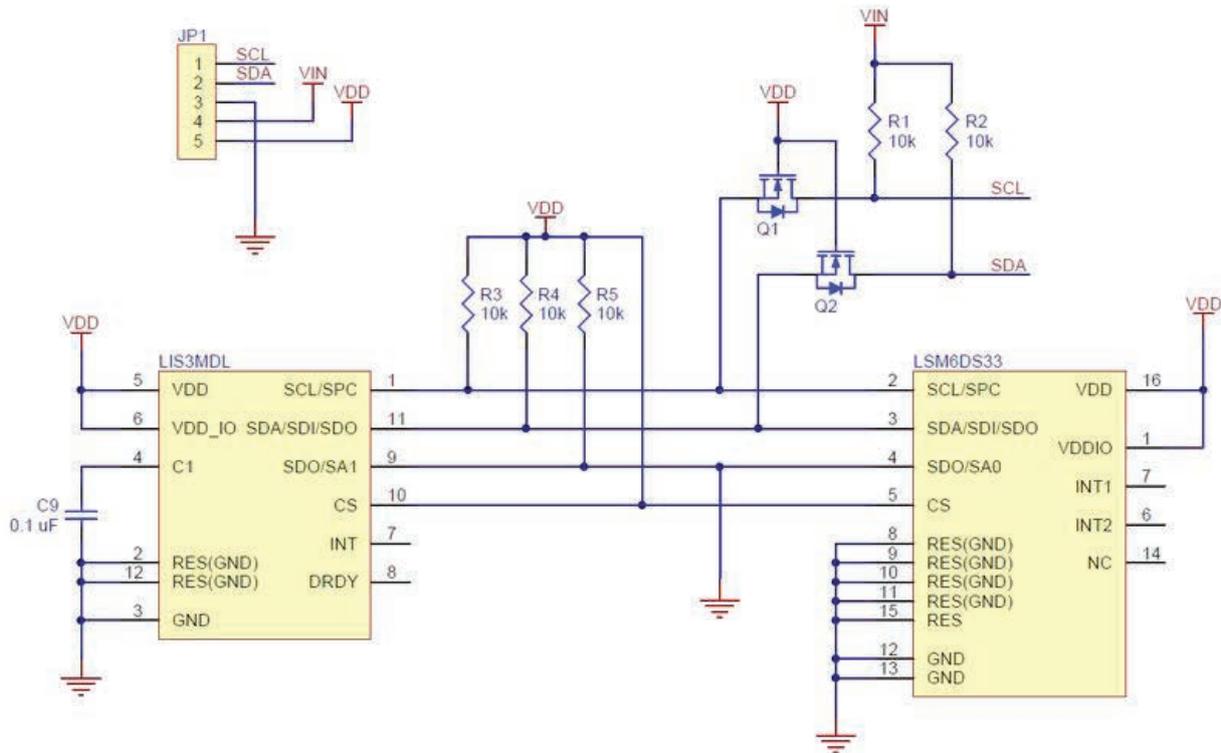
Table 15. Transfer when master is receiving (reading) multiple bytes of data from slave

Master	ST	SAD+W		SUB		SR	SAD+R			MAK		MAK		NMAK	SP
Slave			SAK		SAK		SAK	DATA		DATA		DATA			

Data are transmitted in byte format (DATA). Each data transfer contains 8 bits. The number of bytes transferred per transfer is unlimited. Data is transferred with the Most Significant bit (MSb) first. If a receiver can't receive another complete byte of data until it has performed some other function, it can hold the clock line, SCL LOW to force the transmitter into a wait state. Data transfer only continues when the receiver is ready for another byte and releases the data line. If a slave receiver doesn't acknowledge the slave address (i.e. it is not able to receive because it is performing some real-time function) the data line must be left HIGH by the slave. The master can then abort the transfer. A LOW to HIGH transition on the SDA line while the SCL line is HIGH is defined as a STOP condition. Each data transfer must be terminated by the generation of a STOP (SP) condition.

In the presented communication format MAK is Master acknowledge and NMAK is No Master Acknowledge.

### Schéma de la MinIMU-9 v5



Le contrôleur I2C dispose de nombreux registres de configuration et d'utilisation, dont une partie est décrite ci-dessous :

### CTRL1\_XL (10h)

Linear acceleration sensor control register 1 (r/w).

Table 45. CTRL1\_XL register

ODR_XL3	ODR_XL2	ODR_XL1	ODR_XL0	FS_XL1	FS_XL0	BW_XL1	BW_XL0
---------	---------	---------	---------	--------	--------	--------	--------

Table 46. CTRL1\_XL register description

ODR_XL [3:0]	Output data rate and power mode selection. Default value: 0000 (see Table 47).
FS_XL [1:0]	Accelerometer full-scale selection. Default value: 00. (00: $\pm 2$ g; 01: $\pm 16$ g; 10: $\pm 4$ g; 11: $\pm 8$ g)
BW_XL [1:0]	Anti-aliasing filter bandwidth selection. Default value: 00 (00: 400 Hz; 01: 200 Hz; 10: 100 Hz; 11: 50 Hz)

Table 47. Accelerometer ODR register setting

ODR_XL3	ODR_XL2	ODR_XL1	ODR_XL0	ODR selection [Hz] when XL_HM_MODE = 1	ODR selection [Hz] when XL_HM_MODE = 0
0	0	0	0	Power-down	Power-down
0	0	0	1	12.5 Hz (low power)	12.5 Hz (high performance)
0	0	1	0	26 Hz (low power)	26 Hz (high performance)
0	0	1	1	52 Hz (low power)	52 Hz (high performance)
0	1	0	0	104 Hz (normal mode)	104 Hz (high performance)
0	1	0	1	208 Hz (normal mode)	208 Hz (high performance)
0	1	1	0	416 Hz (high performance)	416 Hz (high performance)
0	1	1	1	833 Hz (high performance)	833 Hz (high performance)
1	0	0	0	1.66 kHz (high performance)	1.66 kHz (high performance)
1	0	0	1	3.33 kHz (high performance)	3.33 kHz (high performance)
1	0	1	0	6.66 kHz (high performance)	6.66 kHz (high performance)

### OUTX\_L\_XL (28h)

Linear acceleration sensor X-axis output register (r). The value is expressed as a 16-bit word in two's complement.

Table 99. OUTX\_L\_XL register

D7	D8	D5	D4	D3	D2	D1	D0
----	----	----	----	----	----	----	----

Table 100. OUTX\_L\_XL register description

D[7:0]	X-axis linear acceleration value (LSbyte)
--------	---

### OUTX\_H\_XL (29h)

Linear acceleration sensor X-axis output register (r). The value is expressed as a 16-bit word in two's complement.

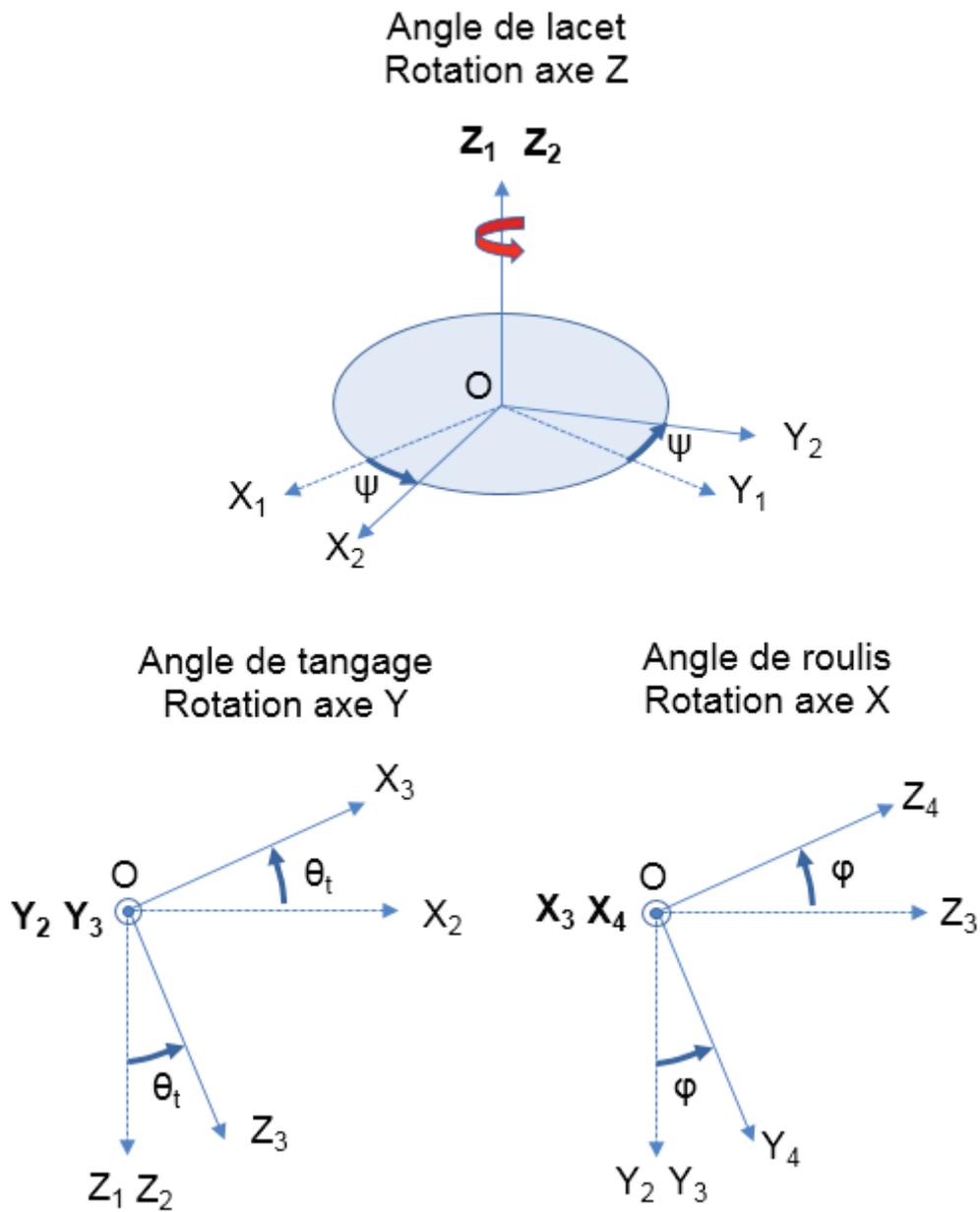
Table 101. OUTX\_H\_XL register

D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8
-----	-----	-----	-----	-----	-----	----	----

Table 102. OUTX\_H\_XL register description

D[15:8]	X-axis linear acceleration value (MSbyte)
---------	---

## DT7 : Angles de Cardan



Matrice de rotation pour l'angle de lacet  $\psi$  (rotation axe Z) :

$$R_{\psi} = \begin{pmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

## DT8 : Informations constructeur du moteur brushless

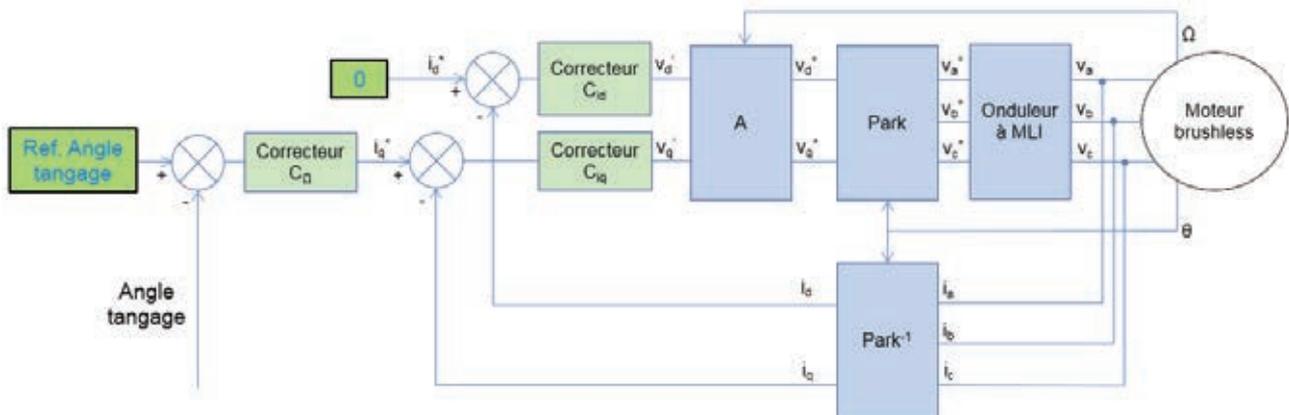
### High Performance Brushless Gimbal Motor BGM5208-75HS

- Item name: BGM5208-75HS
- Poles & Slots: 24N22P
- Weight: 189g
- Camera range: DSLR
- Wire: 0.22mm
- Turn: 75 T
- Motor size: Diameter 63\*24
- Shaft: hollow shaft/ Diameter 12.0
- $\Omega$  Ri :15.0ohm
- Torque: 1950g@5V&0.47A



## DT9 : Transformées de Concordia et de Park

### Schéma de la commande vectorielle du moteur brushless en d-q



### Matrice d'inductance statorique

$$(L_s) = \begin{pmatrix} L & M & M \\ M & L & L \\ M & M & L \end{pmatrix}$$

### Matrice de Concordia

$$(T_{32}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix}$$

Propriétés de la matrice de Concordia :

$$(T_{32}^t) \cdot (T_{32}) = (I_2)$$

Les vecteurs colonne composant  $T_{32}$  sont des vecteurs propres de la matrice d'inductance statorique, les valeurs propres associées étant L-M, ce qui donne la relation :

$$(L_s) \cdot (T_{32}) = (L - M)(T_{32}) = L_c(T_{32})$$

$L_c$  étant un scalaire appelé inductance cyclique.

### Matrice de rotation

$$R(\theta) = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix}$$

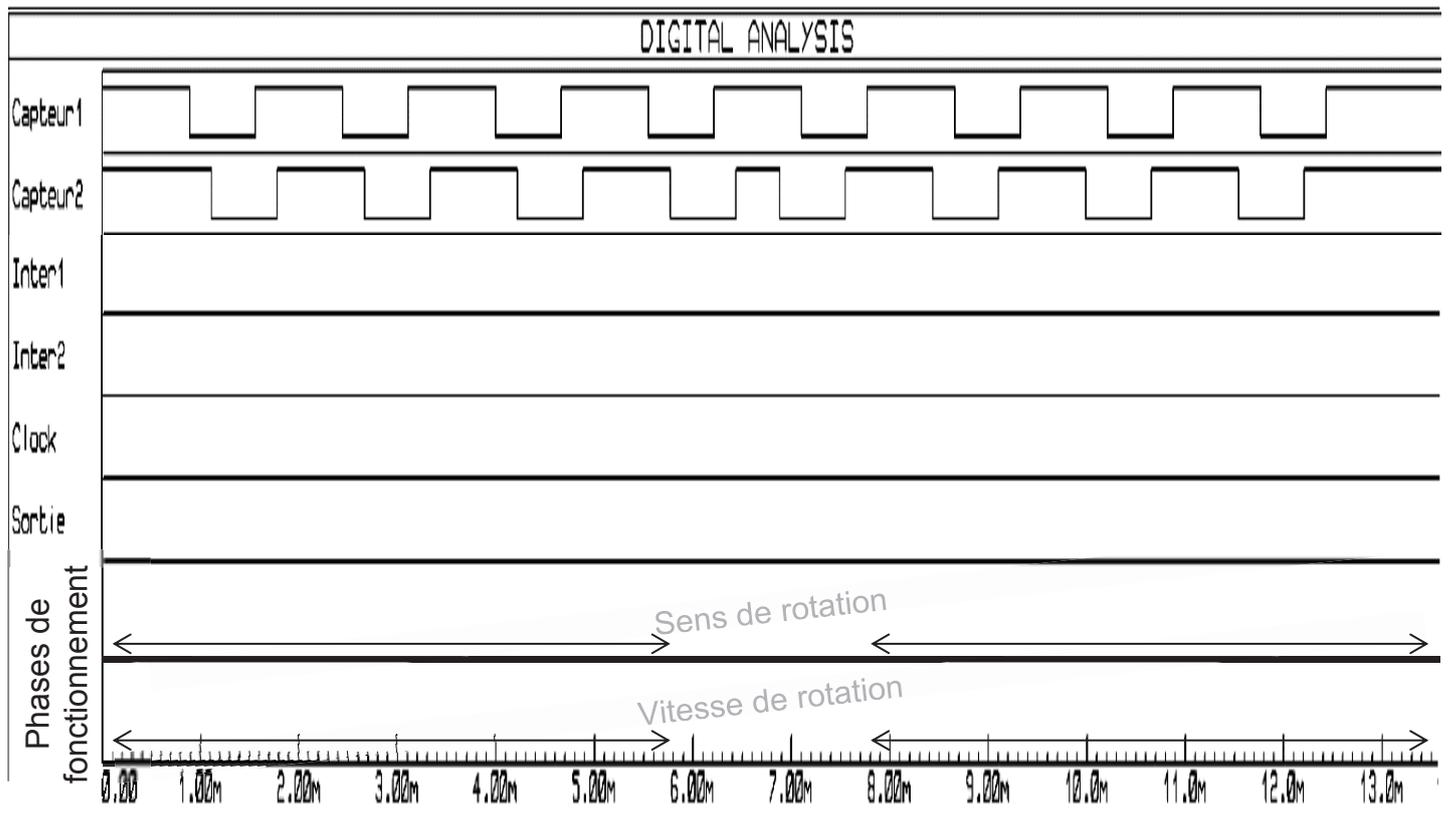
Utilisation de la matrice de rotation pour exprimer un vecteur de grandeurs triphasées équilibrées :

$$\begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} (T_{32}) R(\theta) \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

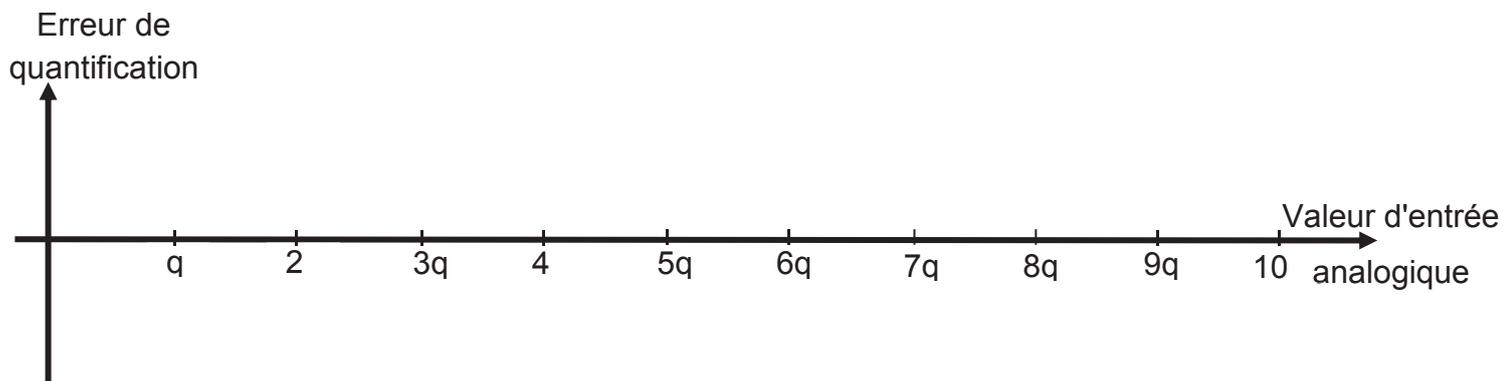


NE RIEN ECRIRE DANS CE CADRE

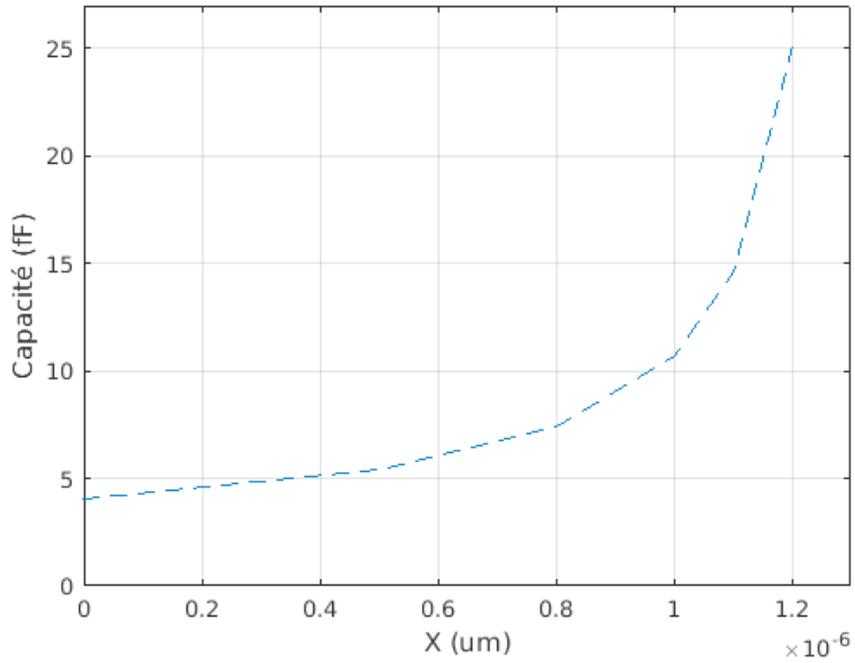
Document réponse DR1 relatif aux questions Q5, Q6



Document réponse DR2 relatif à la question Q12



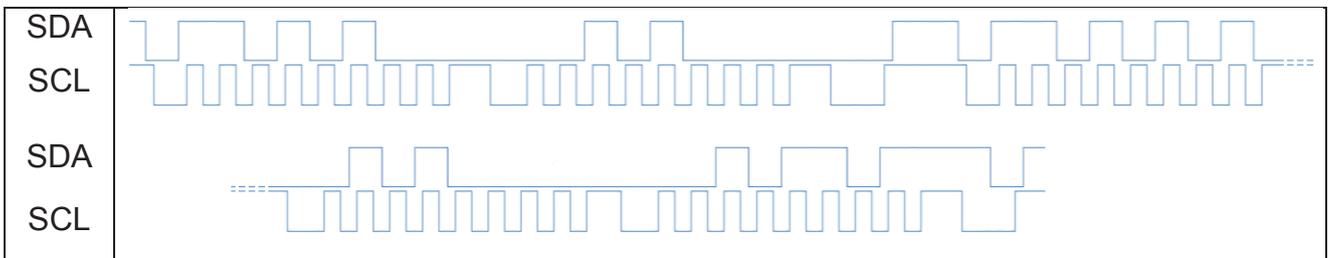
Document réponse DR3 relatif à la question Q20



Document réponse DR4 relatif à la question Q23



Document réponse DR5 relatif à la question Q24



Grandeur concernée :	
Valeur avec unité SI :	