

**SESSION 2025**

**AGREGATION  
CONCOURS EXTERNE**

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

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

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

**Durée : 6 heures**

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

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

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

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

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

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

A

**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

## **Définition de l'épreuve**

À partir d'un dossier technique comportant les éléments nécessaires à l'étude, l'épreuve a pour objectif de vérifier que le candidat est capable de synthétiser ses connaissances pour modéliser un système technique dans le domaine de la spécialité du concours dans l'option choisie en vue de prédire ou de vérifier son comportement et ses performances.

## **Conseils aux candidats**

Il est demandé aux candidats :

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

## **Organisation du sujet**

Ce sujet se décompose de la façon suivante :

- un dossier de présentation et travail demandé (pages 2 à 26) ;
- des documents techniques (pages 27 à 49) ;
- des documents réponses (pages 50 à 55).



# Sextant électronique

## 1. Mise en situation

L'entreprise STARNAV est spécialiste de l'extraction de données géométriques à partir d'images. Elle applique cette expertise à des systèmes de positionnement et de visée.



Le support de l'étude est un système de sextant électronique permettant la géolocalisation à partir des astres. La géolocalisation astrale est utilisée depuis plusieurs millénaires pour la navigation. Elle a notamment permis aux polynésiens de s'établir dans une grande partie des îles du Pacifique.

A l'heure actuelle, la géolocalisation astrale existe comme une alternative ou un complément au positionnement par les techniques satellitaires (GPS, GLONASS, BEIDOU, GALILEO) pour la géolocalisation en cas de tempête solaire, ou de rupture accidentelle ou volontaire du service GPS.



Figure 1 : photographie d'un modèle de système de navigation astrale (sextant électronique) de l'entreprise STARNAV (longueur environ 25 cm).

La géolocalisation astrale utilise les étoiles, mais aussi le soleil, la lune, les planètes pour fournir des informations de navigation de façon autonome. Le positionnement des astres est répertorié dans des éphémérides. Ainsi la position des étoiles et des autres astres sur la voûte céleste à une date et pour une localisation données sur Terre est connue. La figure 2 illustre en (1) la voûte céleste visible par un observateur pour une longitude et une latitude particulière et pour une date du calendrier Julien. En (2) de la figure 2, la portion de voûte céleste à la verticale de l'observateur, au zénith, est représentée et en (3) une vue du positionnement des étoiles est illustrée.

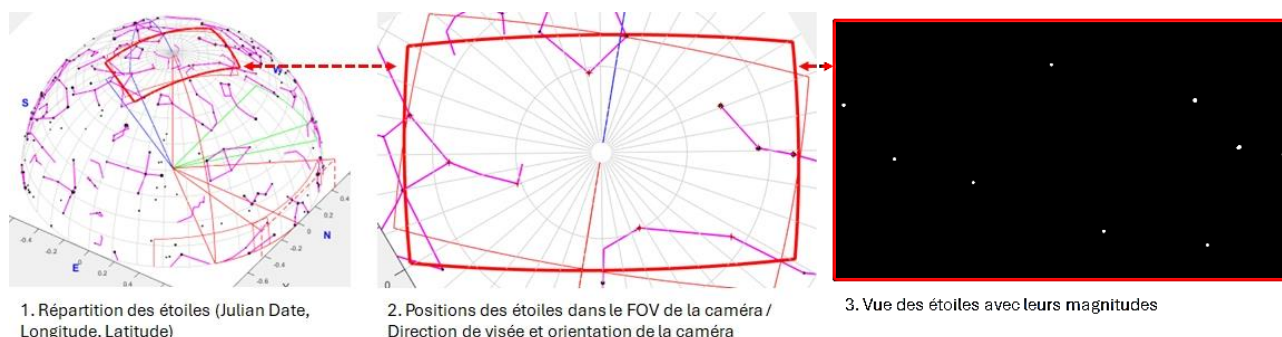


Figure 2 : Illustration du positionnement des étoiles sur la voûte céleste. (1.) les éphémérides permettent de connaître la position des étoiles sur la voûte céleste en fonction de la position de l'observateur sur Terre (longitude et latitude) et de la date. (2.) Les étoiles observables sur la voûte céleste dans le champ de vision de la caméra (FOV : Field of View) à la verticale de l'observateur. (3.) Image de la position des étoiles sur la voûte céleste avec leurs magnitudes.

Le système de géolocalisation astrale comporte une caméra pour pointer et imager les étoiles à la verticale de l'utilisateur et un système électronique composé d'une centrale inertielle et d'un compas magnétique pour déterminer une référence locale. La référence locale est le trièdre géographique local (TGL) qui permet d'exprimer les positions azimutale et de hauteur des objets célestes.

Pour la géolocalisation astrale, la caméra et le traitement d'image identifient les astres à partir d'une base de données pendant que la centrale inertielle et le magnétomètre définissent le repère local. À partir de l'image des astres, du temps universel, des éphémérides de positionnement des étoiles et du trièdre géographique local (TGL), le système de navigation évalue la position de l'observateur longitude et latitude.

Le système de géolocalisation astrale comprend quatre fonctionnalités principales, illustrées dans la figure 3 :

- FP1. détermination de la verticale locale et du cap au Nord,
- FP2. prise de vue de la voûte céleste,
- FP3. traitement pour l'évaluation des coordonnées géographiques (longitude, latitude),
- FP4. horloge temps réel.

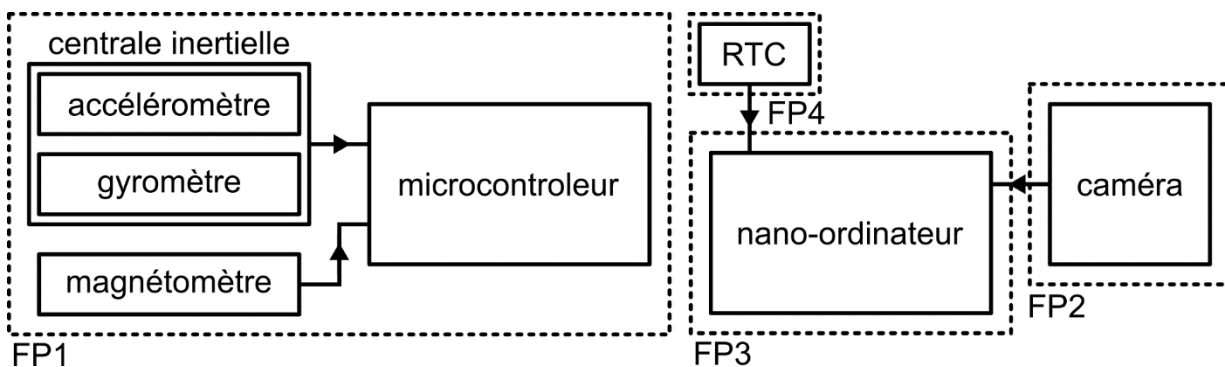


Figure 3 : schéma bloc fonctionnel du système de navigation astrale.

Dans ce sujet, seules des sous-parties de la fonction principale FP1 qui permettent la détermination du trièdre géographique local seront étudiées.

La figure 4 illustre la démarche de détermination du trièdre géographique local constitué de la verticale locale et du cap au Nord définissant un repère Nord-Est-Bas (NED, *North-East-Down*). L'accéléromètre permet d'extraire la verticale locale tandis que le magnétomètre est utilisé pour obtenir le Nord. La direction Est est déduite de façon à former un trièdre direct.

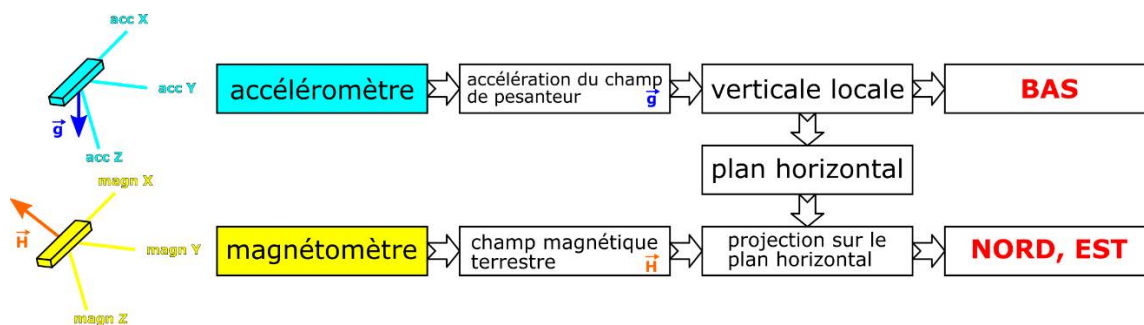


Figure 4 : détermination du trièdre géographique local, repère Nord-Est-Bas (NED, North-East-Down) à partir des accéléromètres et des magnétomètres 3-axes.

Ce sujet ne traite pas la prise de vue par la caméra ni le traitement d'images.

Ce sujet comporte 4 parties indépendantes :

- Partie 2 : Analyse de la détermination de la verticale locale ;
- Partie 3 : Modélisation de l'accéléromètre ;
- Partie 4 : Convertisseur analogique-numérique sigma-delta ;
- Partie 5 : Compas magnétique pour le cap au Nord.

Les différentes parties sont elles-mêmes constituées de sous-parties indépendantes.

Pour des raisons de confidentialité, certains choix technologiques sont inspirés de la solution réelle mais ne correspondent pas au système développé par l'entreprise STARNAV.

## 2. Analyse de la détermination de la verticale locale

**Objectif :** modéliser, valider et justifier le choix des solutions mises en œuvre pour la détermination de la verticale locale du système de géolocalisation par les astres.

L'objectif de cette partie est de déterminer les performances requises pour l'accéléromètre du système de façon à répondre au cahier des charges.

### 2.1. Référentiel local

Le système de géolocalisation astrale repose sur l'obtention d'un repère local à l'utilisateur pour calculer l'angle de visée de la caméra.

La verticale locale est par définition le vecteur opposé à la gravité, dirigé vers le zénith (figure 5). Le plan orthogonal à la verticale locale est le plan de l'horizon. La verticale locale est obtenue en mesurant avec des accéléromètres le vecteur gravité.

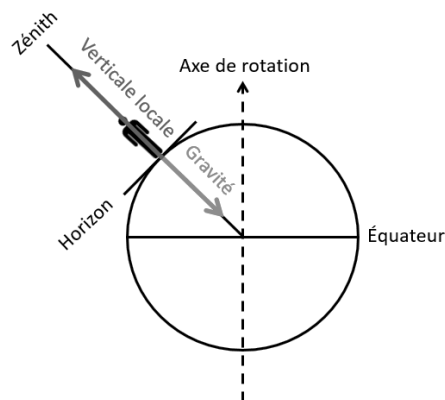


Figure 5 : illustration de la verticale locale orientée vers le zénith à la position de l'observateur.

Le cahier des charges du sextant électronique spécifie une résolution d'un quart de mille nautique.

Le mille nautique (Nm *nautical mile*) est l'unité de distance utilisée en navigation maritime ou aérienne. Il correspond au 60<sup>e</sup> de la longueur d'un arc d'un degré de latitude et vaut 1852 mètres. Le tableau 1 rappelle les conversions entre différentes unités angulaires.

Degré [°]	Radian [Rd]	Minute d'arc [Arcmin]	Seconde d'arc [Arcsec]
1	$\pi/180$	60	3600

Tableau 1 : conversion d'angles.



## 2.2. Cahier des charges et caractéristiques de l'accéléromètre

### Question 1

Le cahier des charges du sextant électronique spécifie donc une résolution d'un quart de mille nautique. Calculer la résolution angulaire en seconde d'arc correspondant.

Pour prendre en compte les erreurs introduites par les différents postes du système, à savoir le traitement d'image de la caméra, l'électronique et la mesure, la spécification pour la **résolution du capteur est fixée à 5 arcsec** pour la détermination de la verticale locale.

Le principe de la mesure d'angle s'appuie sur la mesure de la projection angulaire de l'accélération de pesanteur et utilise un accéléromètre triaxial.

La documentation technique des accéléromètres ADXL354 et ADXL355 susceptibles de répondre au cahier des charges est fournie en annexe DT1.

### Question 2

Expliquer la différence principale entre les deux types d'accéléromètres.

Le système de visée stellaire utilise l'accéléromètre ADXL355. Pour les questions suivantes, c'est ce modèle d'accéléromètre qui sera considéré.

### Question 3

À partir du document technique DT1, trouver la gamme d'étendue de mesure la plus adaptée au système et préciser la résolution du capteur dans ce cas. Expliciter l'unité.

La figure 6 représente une trame type de communication numérique entre l'accéléromètre ADXL355 et le microcontrôleur de la fonction principale FP1.

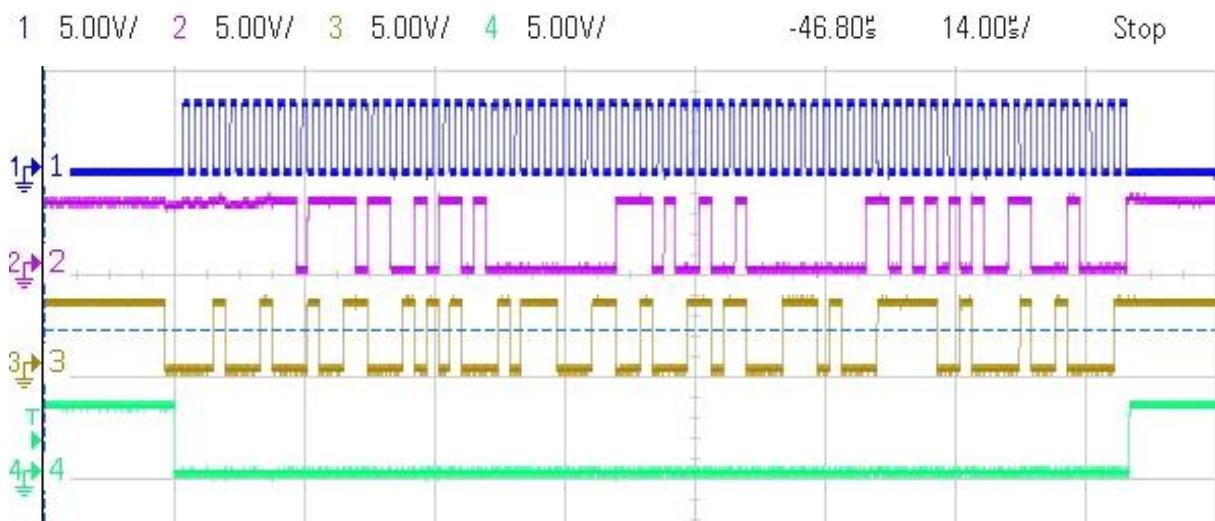


Figure 6 : relevé à l'oscilloscope d'une trame de communication entre l'ADXL355 et le microcontrôleur.

#### Question 4

À partir de la documentation technique DT1, préciser les protocoles de communication disponibles pour l'ADXL355.

Rappeler les caractéristiques principales de ces protocoles de communication.

#### Question 5

Préciser le protocole mis en œuvre dans la communication numérique de la figure 6.

Identifier les différents signaux des voies 1 à 4.

Évaluer la fréquence de l'horloge de communication mise en œuvre.

### 2.3. Conversion angle-accélération

La figure 7 présente un schéma simplifié du système.

L'accéléromètre choisi est l'ADXL355. Il s'agit d'un accéléromètre triaxial, c'est-à-dire qu'il fournit trois mesures d'accélération, une pour chacun des trois axes X, Y et Z de son repère local. Dans le système de visée stellaire, l'axe Z de mesure de l'accéléromètre ADXL355 est colinéaire avec l'angle de visée (*Field of View*) de la caméra. Lors de l'acquisition d'image de la portion de voute céleste à la verticale de l'utilisateur, au zénith, l'accéléromètre est globalement parallèle à la surface de la Terre pour la détermination de la verticale locale.

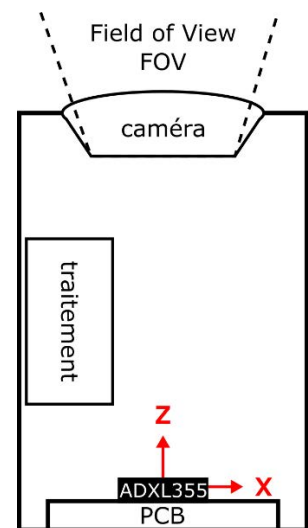
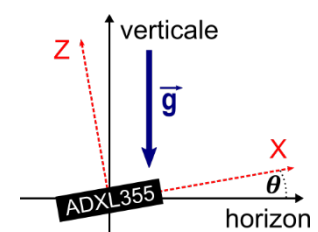


Figure 7 : schéma simplifié du sextant électronique.

#### Question 6

Exprimer selon l'axe de mesure **Z** du capteur, puis selon l'axe de mesure **X**, la variation d'accélération de pesanteur mesurable pour une inclinaison  $\theta$  de 5 arcsec du plan de l'accéléromètre par rapport à la surface de la Terre.

Conclure.



#### Question 7

En choisissant la meilleure configuration de mesure à partir de la question précédente, exprimer la résolution de la mesure de l'accélération de la pesanteur avec l'ADXL355 en arc secondes (arcsec) et en mille nautique (Nm).

## 2.4. Performances de l'accéléromètre - adéquation avec le cahier des charges

Les questions précédentes ont établi que l'accéléromètre ADXL355 présente une résolution suffisante pour la mesure d'angle. En dehors de la résolution, le temps de réponse et le bruit intrinsèque du capteur sont des paramètres à prendre en compte pour vérifier le respect du cahier des charges.

Les principaux bruits de l'électronique sont le bruit blanc (*white noise*) et le bruit en  $1/f$  (*flicker noise*).

Le bruit blanc est caractérisé par une densité spectrale de puissance uniformément répartie en fréquence.

### Question 8

Un bruit blanc typique rencontré en électronique est le bruit thermique associé à une résistance.

Rappeler l'expression de la densité spectrale monolatérale de puissance de bruit blanc,  $\mathbf{dsp}_{bb}$ , pour une résistance  $\mathbf{R}$  à une température  $\mathbf{T}$ . La constante de Boltzmann est notée  $\mathbf{k}_b$  valant  $1,3806 \cdot 10^{-23}$  J/K.

Expliciter l'unité de la densité spectrale monolatérale de puissance.

Représenter la densité spectrale monolatérale de puissance de bruit en considérant une bande équivalente  $\mathbf{B}_e$  de bruit.

La variance d'un bruit,  $\sigma_b^2$ , s'exprime à partir de la densité spectrale de puissance de bruit,  $\mathbf{dsp}_{bb}$ , et de la bande de fréquence de mesure considérée,  $\Delta f$ .

D'un autre côté, la variance d'une variable aléatoire  $x$ , s'exprime par :

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left( x(n) - \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \right)^2$$

### Question 9

Rappeler la relation entre variance et déviation standard. La déviation standard est le terme technique proche de l'anglais (*standard deviation*) pour l'écart type.

La figure 26 du document réponse DR1 est extraite de la documentation technique DT1 de l'accéléromètre ADXL355 (figure 55 de la documentation technique DT1). Elle représente la déviation standard d'Allan de l'accéléromètre pour l'axe de mesure X.

La déviation standard d'Allan est un outil mathématique utilisé pour caractériser les centrales inertielles. Elle a été historiquement introduite pour la caractérisation de la stabilité des oscillateurs. Dans le contexte des centrales inertielles, la déviation standard d'Allan est utilisée pour évaluer la stabilité et la précision des gyroscopes et des accéléromètres. Elle permet d'évaluer les erreurs de mesure dues aux différents types de bruits en fonction de l'intervalle de temps d'analyse. La représentation de la déviation standard d'Allan est

Tournez la page S.V.P.

obtenue par le calcul de la déviation standard de la mesure pour différents temps d'intégration.

Pour le système de sextant électronique, le cahier des charges impose une fréquence minimum d'acquisition de 1 Hz et une résolution de 5 arcsec.

### Question 10

Rappeler ou préciser la valeur d'accélération correspondant aux 5 arcsec du cahier des charges. Évaluer à partir du document réponse DR1 la fréquence maximum d'acquisition des données qui pourrait être utilisée en respectant le cahier des charges.

Le tableau 2 regroupe les allures de la variance d'Allan pour trois types de bruits. Les bruits blanc (*white noise*) et en 1/f (*flicker noise*) sont d'origine électronique. Le bruit de marche aléatoire (*random walk*) se réfère à un type particulier de bruit qui influence les mesures de l'accélération. Il décrit le phénomène où l'accélération mesurée par l'accéléromètre subit des variations aléatoires qui s'accroissent au fil du temps.

Type de loi de bruit	Pente du bruit en fréquence	Coefficient de puissance	Variance d'Allan	Déviat ion standard d'Allan
<b>Bruit blanc</b> ( <i>White noise</i> )	$f^0$	$h_0$	$\sigma_x^2(\tau) = \frac{h_0}{2\tau}$	$\sigma_x(\tau) = \sqrt{\frac{h_0}{2\tau}}$
<b>Bruit en 1/f</b> ( <i>Flicker noise</i> )	$f^{-1}$	$h_{-1}$	$\sigma_x^2(\tau) = 2\ln(2)h_{-1}$	$\sigma_x(\tau) = \sqrt{2\ln(2)h_{-1}}$
<b>Marche aléatoire</b> ( <i>Random walk</i> )	$f^{-2}$	$h_{-2}$	$\sigma_x^2(\tau) = \frac{2\pi^2\tau h_{-2}}{3}$	$\sigma_x(\tau) = \sqrt{\frac{2\pi^2\tau h_{-2}}{3}}$

Tableau 2 : réponse de la variance d'Allan en fonction de la loi de puissance de bruit (avec  $\tau$  le temps d'intégration).

### Question 11

Évaluer sur les courbes du document réponse DR1 la pente de la déviation standard pour les bas temps d'intégration et, d'après le tableau 2, identifier le type de bruit à l'origine de l'erreur.

### Question 12

Expliquer qualitativement les tendances de la courbe de la déviation standard d'Allan. Préciser la condition optimale d'utilisation du capteur.

### 3. Modélisation de l'accéléromètre

**Objectif :** modéliser le système électromécanique au cœur de l'accéléromètre.

L'accéléromètre triaxial ADXL355 utilise la technologie MEMS intégrée.

Cette partie s'intéresse à la modélisation interne de l'accéléromètre, en particulier du système masse-ressort associé aux capacités variables sous forme de peignes interdigités qui permettent la mesure de l'accélération.

#### 3.1. Généralités

##### Question 13

Expliciter l'acronyme MEMS.

##### Question 14

Préciser les avantages des technologies intégrées pour les capteurs.

#### 3.2. Modèle mécanique de l'accéléromètre

La figure 8 représente un schéma simplifié de la structure interne d'un accéléromètre intégré. L'accéléromètre est constitué d'une masse mobile pouvant se translater (selon l'axe  $x$ , pour la structure proposée dans la figure 8) en fonction de l'accélération subie. La masse est reliée à la structure globale fixe du capteur, l'ancrage, par l'intermédiaire de poutres ressorts. La mesure de déplacement est capacitive. Une capacité variable est formée par deux peignes interdigités, l'un solidaire de la masse mobile, l'autre solidaire de la structure d'ancrage (la figure 9 présente une photographie du détail de ces peignes). La masse, les ressorts et la capacité en peignes interdigités sont fabriqués en silicium.

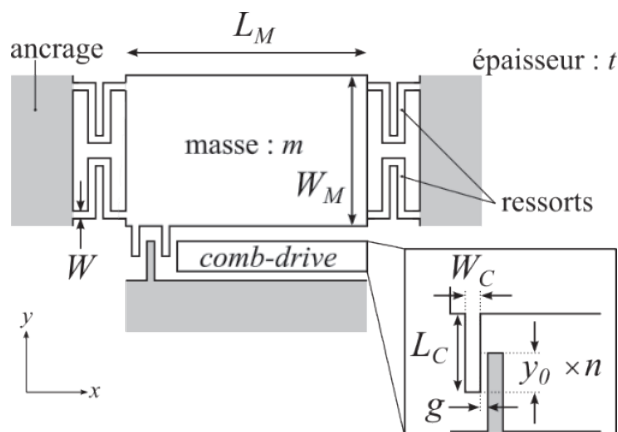


Figure 8 : schéma illustratif de la structure mécanique d'un accéléromètre.

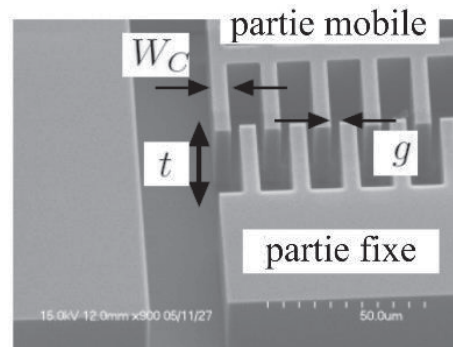


Figure 9 : image au microscope électronique à balayage d'une partie du peigne interdigité (comb-drive).

Le tableau 3 définit les noms des dimensions de la structure de l'accéléromètre.

Tournez la page S.V.P.

Dimensions des ressorts : W : largeur des poutres du ressort, L <sub>eq</sub> : longueur équivalente des poutres du ressort, t : épaisseur des poutres du ressort.	Dimensions de la masse mobile : W <sub>M</sub> : largeur de la masse, L <sub>M</sub> : longueur de la masse, t : épaisseur de la masse.
---	--

Tableau 3 : nomenclature des dimensions de l'accéléromètre.

Lorsque la masse est soumise à une accélération, elle se déplace et entraîne la partie mobile du peigne interdigité de mesure, ce qui se traduit par une variation de capacité.

Un modèle mécanique masse-ressort-amortisseur de l'accéléromètre est représenté en figure 10. La masse de la structure mobile est représentée par  $m$ , la raideur équivalente des ressorts de la structure est représentée par  $k$ , et finalement  $c$  représente le coefficient d'amortissement mécanique.

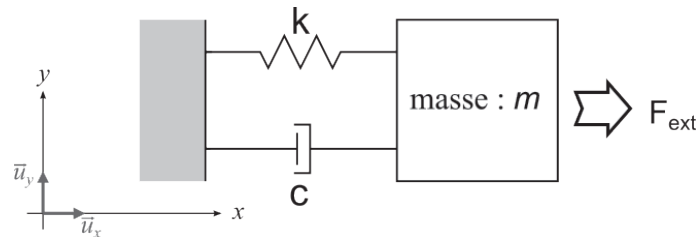


Figure 10 : modèle mécanique de l'accéléromètre.

Les forces appliquées sur la masse du système selon l'axe horizontal  $x$  sont :

La force de rappel du ressort :  $\vec{F}_r = -k \cdot x(t) \cdot \vec{u}_x$

La force d'amortissement, proportionnelle à la vitesse de déplacement :  $\vec{F}_a = -c \cdot \frac{dx(t)}{dt} \cdot \vec{u}_x$

La force d'accélération extérieure s'exerçant sur la masse mobile :  $\vec{F}_{ext} = F_{ext}(t) \cdot \vec{u}_x$

### Question 15

Exprimer la relation fondamentale de la dynamique s'appliquant à la masse mobile selon l'axe de déplacement horizontal  $x$ .

Les variables de Laplace associées aux grandeurs temporelles  $x(t)$  et  $F_{ext}(t)$  sont notées  $X(p)$  et  $F_{ext}(p)$ .

### Question 16

Exprimer la fonction de transfert de Laplace reliant le déplacement  $X(p)$  à la force d'accélération extérieure  $F_{ext}(p)$  et montrer qu'elle peut s'écrire selon la forme canonique donnée par l'équation éq.(1) en précisant les expressions des termes  $G$ ,  $\omega_n$  et  $\xi$  en fonction des paramètres du système.

$$\frac{G}{1 + \frac{2\xi p}{\omega_n} + \left(\frac{p}{\omega_n}\right)^2} \quad (1)$$

### Question 17

Préciser l'ordre et le type de système représenté par la fonction de transfert.

Dans la forme canonique donnée par l'équation éq.(1), préciser à quoi correspondent les termes  $G$ ,  $\omega_n$  et  $\xi$ .

### Question 18

Préciser la condition d'existence d'une résonance mécanique. En cas de résonance, préciser l'expression de la fréquence de résonance.

La raideur des ressorts,  $k$ , s'exprime en fonction des dimensions géométriques des poutres ( $L_{eq}$  : longueur équivalente,  $W$  : largeur,  $t$  : épaisseur) et du module d'Young  $E$  du matériau (ici du silicium) avec la relation suivante :

$$k = \frac{E \cdot t \cdot W^3}{4 \cdot L_{eq}^3}$$

Valeurs pour l'application numérique :

- module d'Young du silicium :  $E = 130$  GPa,
- densité du silicium :  $\rho_{Si} = 2,33$  g/cm<sup>3</sup>,
- grandeurs géométriques des poutres :  $L_{eq} = 220$   $\mu$ m,  $W = 4$   $\mu$ m et  $t = 10$   $\mu$ m,
- grandeurs géométriques de la masse :  $W_M = 600$   $\mu$ m,  $L_M = 600$   $\mu$ m,  $t = 10$   $\mu$ m.

### Question 19

La masse mobile et les ressorts sont réalisés dans du silicium. Exprimer la masse  $m$  et évaluer sa valeur, puis évaluer la raideur équivalente des poutres  $k$ .

Dans le cas d'un facteur d'amortissement très faible, calculer la valeur de la fréquence de résonance de l'accéléromètre.

Le document réponse DR2 reprend la réponse fréquentielle de l'accéléromètre ADXL355 donnée dans la documentation technique (figure 8 de la documentation technique DT1).

### Question 20

En utilisant les résultats de la question 16, justifier la forme de la réponse en fréquence du document réponse DR2.

### Question 21

À partir du document réponse DR2, évaluer la fréquence de résonance et le facteur d'amortissement de l'accéléromètre.

### Question 22

Évaluer le déplacement de la structure pour une accélération statique constante de 1g.

## 4. Convertisseur analogique-numérique sigma-delta

**Objectif :** modélisation de la conversion de type sigma-delta et du bruit de quantification associé.

Cette partie s'intéresse à la conversion analogique-numérique de type sigma-delta qui est mise en œuvre dans l'accéléromètre ADXL355.

### 4.1. Convertisseur sigma-delta : principe de fonctionnement

En pratique, le convertisseur sigma-delta est réalisé avec une structure entièrement différentielle (*fully differential structure*) à capacités commutées illustrée ci-contre dans le cas d'un convertisseur du second ordre.

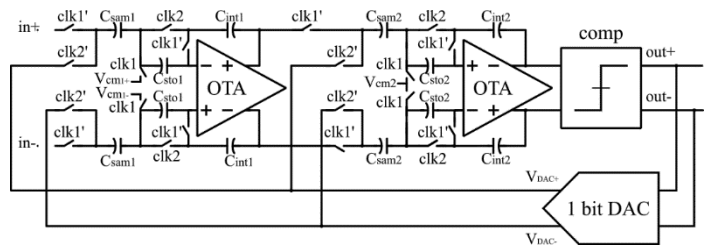


Figure 11 : structure d'un convertisseur sigma-delta du second ordre à capacités commutées entièrement différentielle.

Pour simplifier l'étude, les questions suivantes portent sur une structure asymétrique (*single-ended electronics*), dont la figure 12 présente un exemple de structure à capacités commutées dédiée à la mesure de capacité.

La structure est composée d'un intégrateur, d'un comparateur et d'interrupteurs. La tension d'alimentation est  $V_{CC}$ . La capacité à mesurer est  $C_{mes}$  ;  $C_{réf}$  est une capacité de référence plus grande que  $C_{mes}$  et  $C_{int}$  est la capacité de l'intégrateur. Les symboles ① et ② correspondent aux phases du signal d'horloge qui contrôle l'ouverture et la fermeture des interrupteurs.

La sortie  $S$  du comparateur est active (état haut) si  $V_S$  est strictement positive.

[ $S = '1'$  si  $V_S > 0$  ;  $S = '0'$  si  $V_S \leq 0$ ].

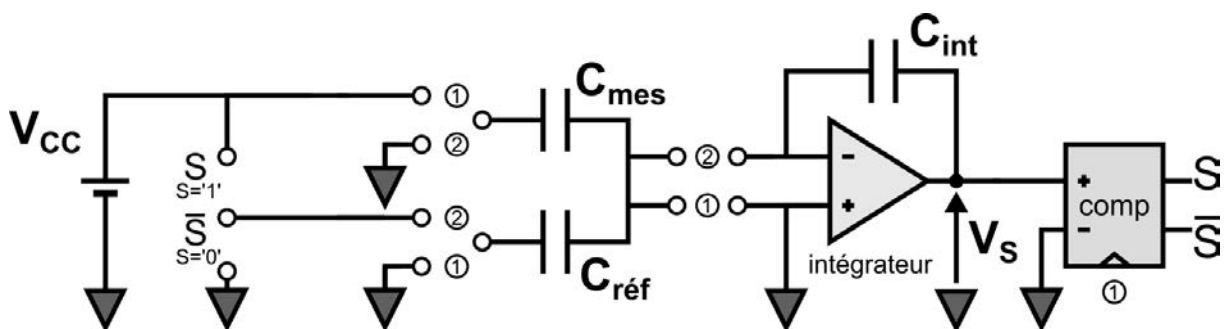


Figure 12 : convertisseur sigma-delta à structure asymétrique pour la mesure de capacité.

Durant la phase ① du signal d'horloge, la capacité à mesurer est connectée à gauche à  $V_{CC}$  et à droite à la masse.



La charge aux bornes de la capacité à mesurer s'exprime alors comme :

$$Q_{C_{mes}}(\textcircled{1}) = C_{mes} V_{CC}$$

Celle aux bornes de la capacité de l'intégrateur comme :

$$Q_{C_{int}}(\textcircled{1}) = C_{int} V_S(\textcircled{1})$$

Et celle aux bornes de la capacité de référence, court-circuitée à la masse, comme :

$$Q_{C_{réf}}(\textcircled{1}) = 0$$

### Question 23

Exprimer les charges des capacités  $C_{mes}$ ,  $C_{réf}$  et  $C_{int}$  durant la phase  $\textcircled{2}$  du signal d'horloge.

Les phases d'horloge sont dites non-recouvrantes. Cela signifie que deux interrupteurs à la même borne d'une capacité ne peuvent pas être fermés en même temps (pour l'exprimer autrement, tous les interrupteurs sont ouverts en même temps durant un court laps de temps). De cette façon, il n'y a pas de perte de charge entre les deux phases du signal d'horloge.

### Question 24

En prenant en compte l'absence de perte de charge entre les deux phases du signal d'horloge, montrer que :

$$C_{int} V_S(\textcircled{2}) = C_{int} V_S(\textcircled{1}) + (C_{mes} - C_{réf} \cdot S(\textcircled{2})) V_{CC}$$

### Question 25

En utilisant la relation précédente, compléter le chronogramme du document réponse DR3 dans le cas d'une capacité à mesurer  $C_{mes}$  valant  $\frac{3}{4} C_{réf}$ . Le chronogramme part d'un état initial,  $V_S(\textcircled{1}) = 0$  et  $S = '0'$ .

### Question 26

La relation précédente se réécrit sous forme d'équation de récurrence pour introduire le temps avec  $T$  la période du signal d'horloge cadencant le convertisseur sigma-delta.

$$C_{int} V_S((k+1)T) = C_{int} V_S(kT) + (C_{mes}(kT) - C_{réf} \cdot S(kT)) V_{CC}$$

Exprimer la valeur moyenne du signal binaire  $S$  pour un nombre  $N$  d'échantillons, l'indice d'échantillon  $k$  variant de 0 à  $N-1$ .

Montrer que pour  $N$  grand, la valeur moyenne du signal binaire  $S$  tend vers un rapport ne dépendant que de la valeur de la capacité à mesurer et de la capacité de référence.

Conclure.

Tournez la page S.V.P.

## 4.2. Quantification, sur-échantillonnage

Cette sous-partie développe la modélisation du bruit de quantification pour les convertisseurs sigma-delta pour mettre en évidence les effets du sur-échantillonnage et de la mise en forme du bruit de quantification.

La figure 13 représente la caractéristique de transfert d'un convertisseur bipolaire analogique-numérique. Le pas de quantification est noté  $q$ .

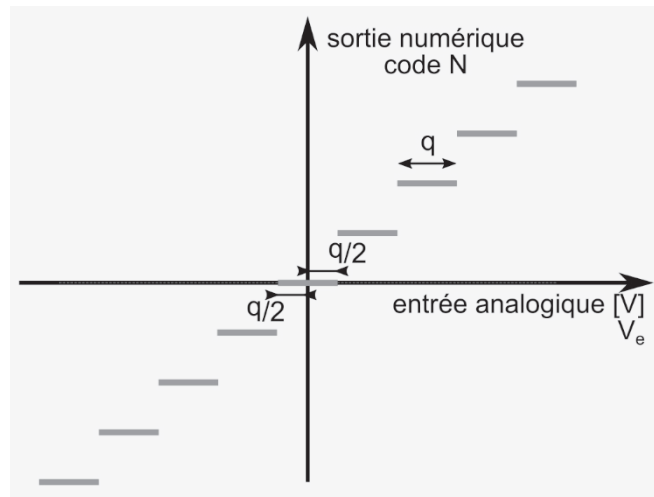


Figure 13 : caractéristique de transfert d'un convertisseur bipolaire analogique-numérique.

### Question 27

Représenter graphiquement l'erreur de quantification,  $\epsilon_q$ , du convertisseur de la figure 13. Exprimer l'erreur de quantification maximum en fonction du pas de quantification  $q$ .

### Question 28

Exprimer la valeur efficace du bruit de quantification (signal d'erreur de quantification) en fonction du pas de quantification  $q$ .

En déduire la puissance de bruit de quantification.

Le signal analogique à convertir est compris dans une gamme de fréquence  $[0 ; f_b]$ .

### Question 29

Exprimer la fréquence d'échantillonnage minimum, notée  $f_e$ , nécessaire pour échantillonner le signal sans perte d'information.

### Question 30

La puissance de bruit de quantification se répartit uniformément sur la bande de fréquence d'échantillonnage. Exprimer le niveau de la densité de puissance de bruit de quantification.

Le sur-échantillonnage consiste à échantillonner le signal à une fréquence d'échantillonnage notée  $f_{se}$  plus élevée que  $f_e$ . Le rapport entre ces deux fréquences, le taux de sur-échantillonnage, est noté **OSR** (*over sampling rate*,  $OSR=f_{se}/f_e$ ). La puissance de bruit de quantification calculée précédemment se répartit alors uniformément sur la bande de sur-échantillonnage.

### Question 31

Pour un taux de sur-échantillonnage **OSR**, représenter la densité de puissance de bruit de quantification sur le document réponse DR4.

### Question 32

Exprimer l'amélioration en dB du rapport signal sur bruit dans ce cas et commenter.

Le rapport signal sur bruit pour un convertisseur N bits idéal est donné par la relation :

$$SNR_{ADC_{Nbits}} = 6,02 \cdot N + 1,76 \text{ dB}$$

### Question 33

Calculer la valeur de sur-échantillonnage pour passer d'une résolution de 1 bit à une résolution de 8 bits.

Commenter ce résultat et plus généralement commenter les avantages et inconvénients du sur-échantillonnage.

#### 4.2.1. Mise en forme du bruit

La figure 14 représente l'architecture type d'un convertisseur sigma-delta du premier ordre et la figure 15 son modèle simplifié. Le convertisseur sigma-delta est un système bouclé dont l'entrée  $V_e$  est le signal à numériser, et dont la sortie  $V_s$  est un flux de données binaires (*bitstream*) qui après passage dans un décimateur est converti en mot binaire sur N bits. Le bruit introduit par l'étape de quantification du comparateur est noté **b**.

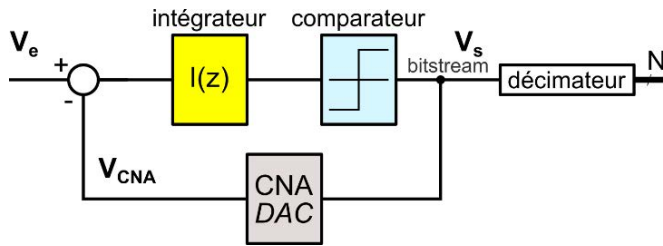


Figure 14 : schéma bloc d'un convertisseur sigma-delta du 1<sup>er</sup> ordre.

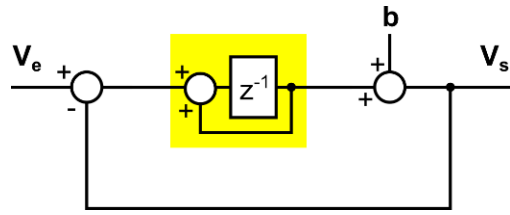


Figure 15 : modèle du convertisseur sigma-delta du 1<sup>er</sup> ordre.

### Question 34

Exprimer la sortie  $V_s(z)$  en fonction de l'entrée du convertisseur  $V_e(z)$  et du bruit de quantification  $B(z)$ .

### Question 35

Le convertisseur sigma-delta d'un point de vue automatique correspond à un système bouclé comportant un intégrateur. Montrer dans ce cas, que la valeur moyenne du signal de sortie  $V_s$  est une image de la tension d'entrée  $V_e$ .

La figure 16 représente le modèle simplifié d'un convertisseur sigma-delta du second ordre.

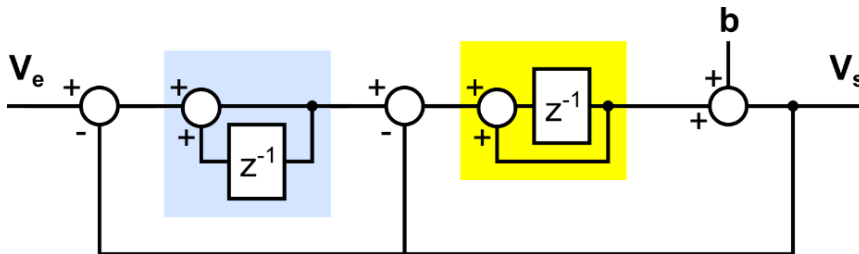


Figure 16 : modèle simplifié d'un convertisseur sigma-delta du 2<sup>nd</sup> ordre.

### Question 36

Pour le convertisseur du second ordre de la figure 16, exprimer les fonctions de transfert du signal  $H_s(z)=V_s(z)/V_e(z)$  et du bruit  $H_B(z)=V_s(z)/B(z)$ .

### Question 37

La généralisation pour un convertisseur sigma-delta d'ordre  $M$  conduit à une expression de la fonction de transfert pour le bruit de la forme :  $H_B(z)=V_s(z)/B(z)= (1-z^{-1})^M$

Exprimer la puissance de bruit dans la bande utile du signal en tenant compte de sa mise en forme due à la fonction de transfert, en fonction de  $M$ ,  $OSR$  et  $q$ .

### 4.3. Décimateur

Le bloc décimateur permet de passer du flux de données binaires (*bitstream*) au mot binaire représentant la grandeur numérisée.

La figure 17 représente un schéma bloc d'un filtre CIC (*Cascaded integrator-comb*) utilisé pour le décimateur. Le premier bloc est un codeur permettant de convertir le flux binaire (*bitstream*) en mots de N bits.

La fonction suivante est constituée d'un additionneur arithmétique et d'un registre formant un intégrateur numérique.

Un registre, cadencé avec un signal d'horloge D fois plus lent, permet de décimer les valeurs numériques.

Finalement, la dernière fonction comprend un registre et un soustracteur arithmétique formant un dérivateur numérique.

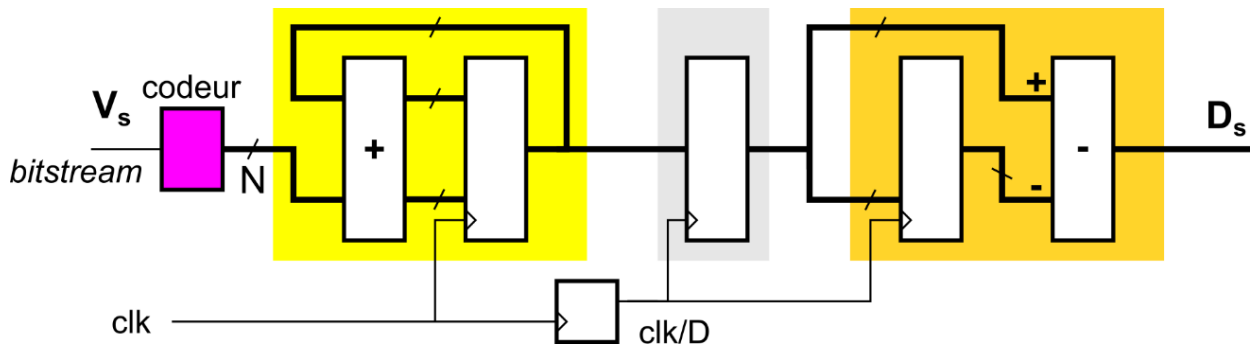


Figure 17 : schéma bloc d'un filtre CIC (*Cascaded integrator-comb*) du 1<sup>er</sup> ordre.

#### Question 38

Proposer une structure logique combinatoire pour le bloc codeur qui permet de passer du flux binaire (*bitstream*),  $V_s$ , à des grandeurs sur N bits pouvant être utilisées pour le calcul arithmétique dans le décimateur. Un niveau haut logique du flux binaire sera traduit par une valeur numérique « +1 » à l'entrée de l'intégrateur, un niveau bas logique sera traduit par une valeur numérique « -1 ».

Pour la réponse à cette question, la valeur pour N est choisie valant 4.

#### Question 39

Représenter le schéma bloc simplifié en transformée en z équivalent à celui de la figure 17.

Exprimer les fonctions de transfert des différentes fonctions de ce schéma équivalent.

Montrer qu'à un facteur de division près, la fonction de transfert globale du filtre CIC de la figure 17 permet le calcul d'une moyenne glissante sur D valeurs.

Tournez la page S.V.P.

### Question 40

Compléter la réponse impulsionnelle du décimateur sur le document réponse DR5 pour un facteur de décimation  $D$  valant 4.

### Question 41

Les valeurs de décimation  $D$  sont des puissances de 2. Expliquer pourquoi et proposer une méthode simple pour récupérer la valeur de la moyenne.

Le décimateur de type CIC est placé en aval du convertisseur sigma-delta comme illustré dans figure 18.

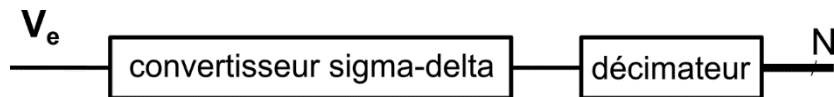


Figure 18 : schéma bloc de l'association convertisseur sigma-delta et décimateur.

### Question 42

Évaluer la fonction de transfert globale relative au bruit de quantification de l'association du convertisseur sigma-delta d'ordre  $M$  avec un décimateur d'ordre  $L$ . En déduire une relation sur l'ordre du décimateur par rapport à l'ordre du convertisseur sigma-delta.

## 5. Compas magnétique numérique pour le cap au Nord

**Objectif :** modéliser la solution mise en œuvre pour la détermination du cap au Nord.

Cette partie concerne l'étude du compas magnétique numérique de la compagnie PNI utilisé pour la mesure du champ magnétique terrestre permettant la détermination du Nord magnétique.

### 5.1. Compas magnétique numérique PNI

Le concepteur du système a choisi un compas magnétique numérique (*DMC, Digital Magnetic Compass*) de PNI. Les compas magnétiques de PNI utilisent la technologie magnéto-inductive MIG (*Magneto-Impédance Géante, GMI Giant Magneto-Impedance*).

La figure 19 présente un schéma du principe de mesure mis en œuvre par PNI pour les capteurs magnéto-inductifs. L'élément sensible au champ magnétique, illustré en figure 20, est une inductance bobinée autour d'un matériau à grande perméabilité magnétique,  $\mu$ , dépendant du champ magnétique. Le champ magnétique externe,  $H_E$ , modifie la valeur de la perméabilité magnétique et en conséquence l'impédance  $Z_{MI}$  de l'inductance de mesure.

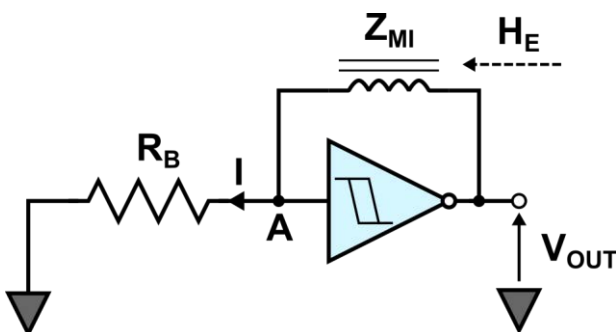


Figure 19 : schéma de mise en œuvre du capteur magnéto-inductif.  $H_E$  représente la composante du champ magnétique externe parallèle au bobinage.

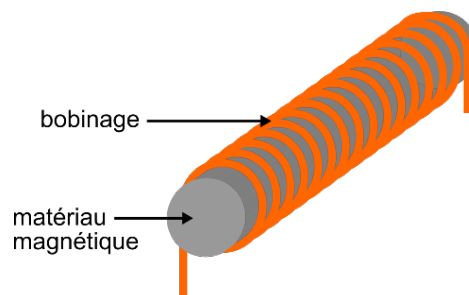


Figure 20 : dessin de l'élément sensible composé d'une inductance bobinée autour d'un matériau à grande perméabilité magnétique.

### Question 43

Nommer le composant actif représenté dans la figure 19, et préciser dans quels circuits électroniques et pour quels rôles il est classiquement utilisé.

Les questions suivantes visent à décrire une réalisation possible pour le circuit actif de la figure 19. Une réalisation possible est celle de la figure 21.

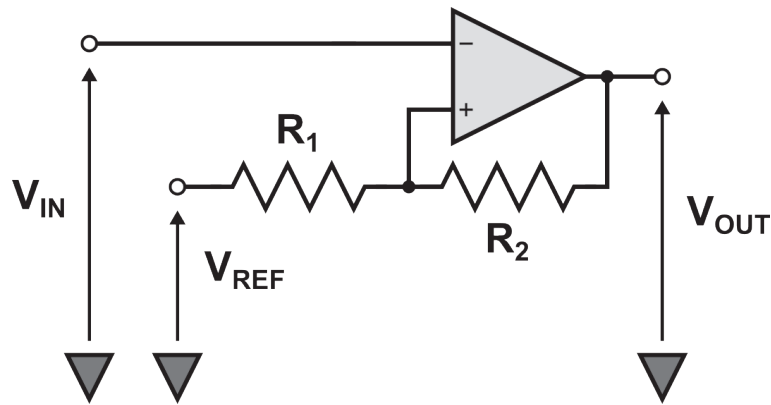


Figure 21 : schéma de montage pour le conditionnement du capteur magnéto-inductif.

#### Question 44

Le circuit comparateur de la figure 21 est supposé parfait, alimenté entre  $V_{SS}$  et  $V_{DD}$ , et de technologie rail-à-rail (*rail-to-rail*). Rappeler la signification de ces caractéristiques.

#### Question 45

Exprimer la tension au niveau de l'entrée non-inverseuse  $V_+$  en fonction de  $V_{REF}$ ,  $V_{DD}$  et des résistances du montage de la figure 21,  $V_{SS}$  valant 0 V.

En déduire les 2 valeurs possibles sur la sortie  $V_{OUT}$  et les conditions sur  $V_{IN}$  associées.

Préciser de quel type de montage il s'agit.

#### Question 46

L'alimentation est telle que  $V_{SS} = 0$  V et  $V_{DD} = 5$  V.

Préciser les conditions que doivent respecter les résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et la tension  $V_{REF}$  pour que les tensions de seuil d'hystérésis  $V_{H1}$  et  $V_{H2}$  valent respectivement 1 V et 4 V.

#### Question 47

Représenter la caractéristique de transfert du montage de la figure 21 en précisant les sens de commutation.

#### Question 48

Expliciter les différences entre un comparateur et un amplificateur opérationnel, bien que représentés par le même symbole, et donner leurs domaines d'applications.

Les questions suivantes s'intéressent au principe de la mesure à partir de l'élément sensible, l'impédance  $Z_{MI}$  de l'inductance de mesure, et du circuit électronique de la figure 19. Pour ces questions, l'impédance  $Z_{MI}$  de l'inductance de mesure est considérée purement inductive, d'inductance notée  $L$ .



### Question 49

Exprimer l'équation différentielle reliant les tensions  $V_{OUT}$  et  $V_A$  (tension entre le point A et la masse de la figure 19).

### Question 50

Pour une résistance  $R_B$  valant  $220 \Omega$  et une valeur d'inductance  $L$  de  $300 \mu H$ , exprimer et calculer la constante de temps du circuit.

### Question 51

Représenter au cours du temps le signal  $V_A$  au point **A** du circuit de la figure 19 (une condition initiale peut être prise à  $V_{OUT} = V_{DD}$ ).

### Question 52

Préciser la période du signal  $V_A$ . Les valeurs des tensions de seuil sont celles de la question 46 ( $V_{H1}=1V$  et  $V_{H2}=4V$ ).

### Question 53

Comme indiqué précédemment, la valeur de l'inductance de l'élément sensible varie en fonction du champ magnétique à travers la variation de la perméabilité magnétique du matériau GMI. Expliquer le principe de mesure de champ magnétique à partir du circuit de la figure 19 et de l'élément sensible de la figure 20.

## 5.2. Modèle de l'inductance :

L'inductance n'étant pas parfaite, cette sous-partie propose sa modélisation.

Les questions suivantes s'intéressent à l'élément sensible pour la mesure, l'inductance bobinée autour du matériau à grande perméabilité magnétique ( $Z_{MI}$ ). La figure 22 et la figure 23 présentent des modèles pour cet élément sensible.

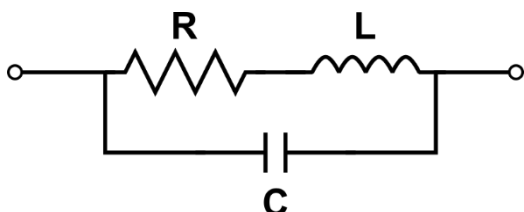


Figure 22 : modèle RLC de l'inductance.

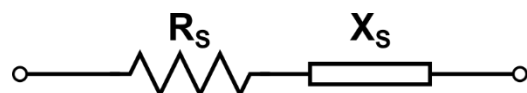


Figure 23 : circuit série équivalent de l'inductance.

### Question 54

La figure 22 représente un modèle RLC de l'inductance. Préciser ce que modélise **C**.

Tournez la page S.V.P.

### Question 55

Exprimer l'impédance équivalente du modèle RLC (Figure 22).  
Exprimer le module et l'argument de cette impédance équivalente.

### Question 56

Évaluer pour les fréquences 10 Hz, 10 kHz et 10 MHz les valeurs du module et de l'argument de l'inductance équivalente.  
Application numérique :  $C = 30 \text{ pF}$  ;  $R = 0,1 \Omega$  ;  $L = 300 \mu\text{H}$ .

Compléter le document réponse DR6 avec les réponses en module et en argument de l'impédance équivalente de l'inductance. Préciser et justifier les valeurs caractéristiques.

### Question 57

Préciser le domaine fréquentiel pertinent pour l'utilisation de l'inductance comme capteur magnétique.

## 5.3. Capteur de champ magnétique PNI

Le compas numérique de PNI est constitué des éléments sensibles (*sensor coils*) et d'un contrôleur ASIC le MagI2C comme l'illustre la figure 24 extraite de la documentation technique. Le circuit électronique de la figure 19 est intégré dans l'ASIC.

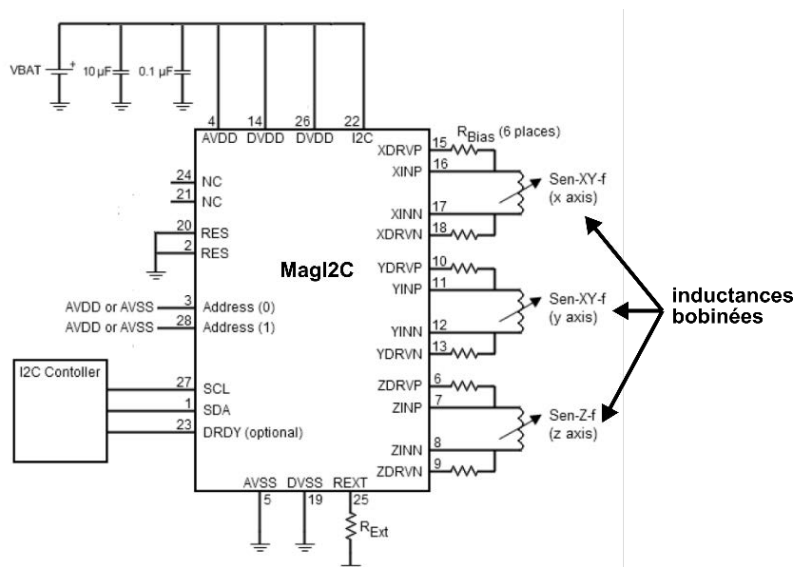


Figure 4-2: RM3100 reference schematic – I<sup>2</sup>C Configuration  
Note: The RM2100 Pins 6, 7, 8, and 9 are no-connect.

Figure 24 : figure extraite de la documentation technique du compas numérique de PNI.

### Question 58

Préciser ce qu'est un ASIC.

La documentation technique du compas numérique de PNI, fournie en annexe DT2, mentionne que le RM3100 MagI2C permet des mesures de type *continuous measurement mode* ou *single measurement polling*.

### Question 59

Expliquer à quoi correspondent les modes *continuous measurement mode* ou *single measurement polling*. Détailler les caractéristiques de ces deux modes d'acquisition des données issues du capteur en précisant leurs avantages et inconvénients.

Dans l'application, le capteur magnétique est utilisé avec ses trois axes pour indiquer le Nord magnétique. Cette grandeur ne varie pas rapidement lors de la visée stellaire, aussi le rythme d'acquisition de 1 Hz est approprié.

### Question 60

Proposer une configuration répondant au cahier des charges dans le cas du mode d'interrogation du capteur *continuous measurement mode*. Préciser les configurations des registres.

### Question 61

Proposer une configuration répondant au cahier des charges dans le cas du mode d'interrogation du capteur *single measurement polling*. Préciser les configurations des registres et décrire sous forme de logigramme le code pouvant être implémenté dans le microcontrôleur interrogeant le capteur.

## 5.4. Autre technique de mesure à partir de fil GMI - Détection synchrone

Une autre technique de mesure consiste à utiliser directement le fil GMI seul et à mesurer ses variations d'impédance en fonction du champ magnétique. Dans ce cas, comme illustré dans la figure 25, le fil GMI est parcouru par un courant sinusoïdal issu d'un OTA de transconductance  $g_m$ . Ce courant s'exprime comme :  $i_0(t) = g_m \cdot v_0(t)$ . La tension  $v_0(t)$ , ( $V_0 \cdot \sin(2\pi ft)$ ), est issue d'un générateur de signaux et les fréquences des signaux sinusoïdaux sont comprises entre 100 kHz et 10 MHz.

La chaîne de mesure met en œuvre une détection synchrone avec un bloc multiplieur de gain  $k$  ( $0,1 \text{ V}^{-1}$ ) et un filtre de type passe-bas. La sortie du multiplieur s'exprime comme :  $v_M(t) = k \cdot v_0(t) \cdot v_{GMI}(t)$ .

L'impédance complexe du fil GMI,  $Z_{GMI} = Z_{GMI} \cdot e^{j\varphi}$ , varie avec le champ magnétique extérieur  $H_{ext}$  par l'intermédiaire de la permittivité du matériau magnétique. L'impédance,  $Z_{GMI}$ , est proportionnelle à la racine carrée de la perméabilité et pour la mesure magnétique, la partie réelle de l'impédance est représentative du champ magnétique externe.

Tournez la page S.V.P.

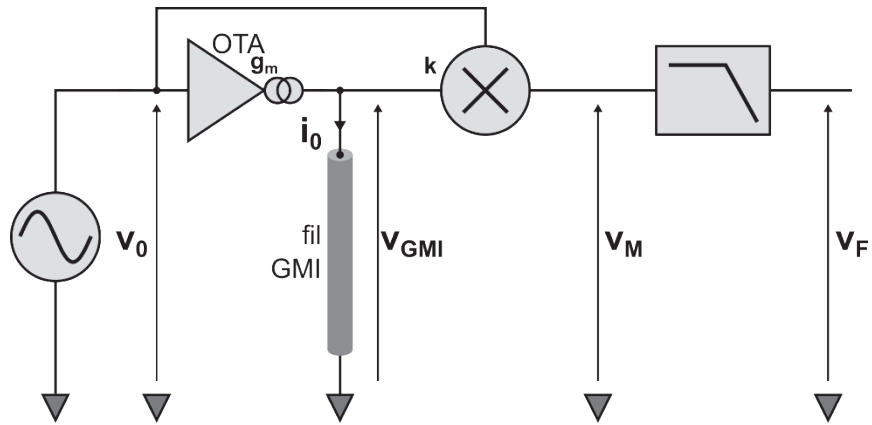


Figure 25 : schéma de la mise en œuvre du fil GMI avec une détection synchrone.

### Question 62

Exprimer en régime permanent la tension  $v_{GMI}(t)$  aux bornes du fil GMI en fonction du module et de l'argument de l'impédance complexe  $\underline{Z}_{GMI}$ .

### Question 63

Exprimer la tension  $v_M(t)$  à la sortie du multiplieur et montrer qu'elle peut s'écrire sous la forme d'une tension continue et d'une tension sinusoïdale.

### Question 64

Expliciter le rôle du filtre en aval du multiplieur et exprimer la tension  $v_F$  à sa sortie. Conclure quant à l'intérêt du schéma de la figure 25 pour récupérer la partie réelle de l'impédance complexe du fil GMI.

## 6. Synthèse

---

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

---

### Question 65

Le système présenté en figure 3 comporte un module RTC. Expliquer le rôle de ce module et les caractéristiques propres d'intérêt pour l'application de géolocalisation proposée.

### Question 66

Le système présenté en figure 3 comporte un gyromètre. Expliquer le rôle que peut tenir ce capteur en complément de l'accéléromètre.

### Question 67

Le système présenté est particulièrement adapté à la géolocalisation la nuit à partir des constellations d'étoiles mais peut également fonctionner dans la journée. Proposer des évolutions pour rendre la géolocalisation de jour plus performante.

## DT1 : document technique 1 (13 pages)



# Low Noise, Low Drift, Low Power, 3-Axis MEMS Accelerometers

Data Sheet

ADXL354/ADXL355

## FEATURES

Hermetic package offers optimal long-term stability  
 0 g offset vs. temperature (all axes): 0.15 mg/°C maximum  
 Ultralow noise spectral density, all axes: 22.5  $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$

Low power,  $V_{\text{SUPPLY}}$  (LDO regulator enabled)

ADXL354 in measurement mode: 150  $\mu\text{A}$

ADXL355 in measurement mode: 200  $\mu\text{A}$

ADXL354/ADXL355 in standby mode: 21  $\mu\text{A}$

ADXL354 has user adjustable analog output bandwidth

ADXL355 digital output features

Digital SPI and I<sup>2</sup>C interfaces supported

20-bit ADC

Data interpolation routine for synchronous sampling

Programmable high- and low-pass digital filters

Electromechanical self test

Integrated temperature sensor

Voltage range options

$V_{\text{SUPPLY}}$  with internal regulators: 2.25 V to 3.6 V

$V_{1P8ANA}$ ,  $V_{1P8DIG}$  with internal LDO regulator bypassed: 1.8 V  
 typical  $\pm 10\%$

Operating temperature range:  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$

14-terminal, 6 mm  $\times$  5.6 mm  $\times$  2.2 mm, LCC package

## APPLICATIONS

Inertial measurement units (IMUs)/attitude and heading  
 reference systems (AHRs)

Platform stabilization systems

Structural health monitoring

Seismic imaging

Tilt sensing

Robotics

Condition monitoring

## GENERAL DESCRIPTION

The analog output ADXL354 and the digital output ADXL355 are low noise density, low 0 g offset drift, low power, 3-axis accelerometers with selectable measurement ranges. The ADXL354B supports the  $\pm 2 g$  and  $\pm 4 g$  ranges, the ADXL354C supports the  $\pm 2 g$  and  $\pm 8 g$  ranges, and the ADXL355 supports the  $\pm 2 g$ ,  $\pm 4 g$ , and  $\pm 8 g$  ranges. The ADXL354/ADXL355 offer industry leading noise, minimal offset drift over temperature, and long-term stability enabling precision applications with minimal calibration.

## FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAMS

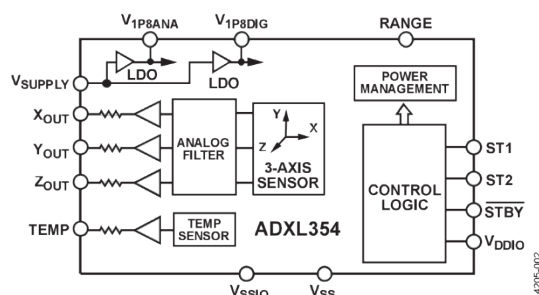


Figure 1. ADXL354

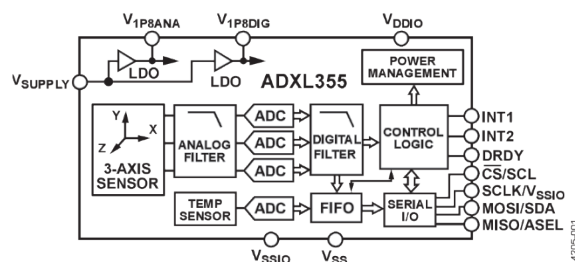


Figure 2. ADXL355

Highly integrated in a compact form factor, the low power ADXL355 is ideal in an Internet of Things (IoT) sensor node and other wireless product designs.

The ADXL355 multifunction pin names may be referenced by their relevant function only for either the serial peripheral interface (SPI) or I<sup>2</sup>C interface.

## SPECIFICATIONS

## ANALOG OUTPUT FOR THE ADXL354

$T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{\text{SUPPLY}} = 3.3\text{ V}$ , x-axis acceleration and y-axis acceleration = 0 g, and z-axis acceleration = 1 g, unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
<b>SENSOR INPUT</b>					
Output Full-Scale Range (FSR)	Each axis ADXL354B supports two ranges ADXL354C supports two ranges		$\pm 2, \pm 4$ $\pm 2, \pm 8$		g g
Resonant Frequency <sup>1</sup>			2.4		kHz
Nonlinearity	$\pm 2\text{ g}$ $\pm 8\text{ g}$		0.1 1.15		% %
Cross Axis Sensitivity			1		%
<b>SENSITIVITY</b>					
Sensitivity at $X_{\text{OUT}}, Y_{\text{OUT}}, Z_{\text{OUT}}$	Ratiometric to $V_{\text{IPBANA}}$ $\pm 2\text{ g}$ $\pm 4\text{ g}$ $\pm 8\text{ g}$	368 184 92	400 200 100	432 216 108	mV/g mV/g mV/g
Sensitivity Change Due to Temperature	$-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$		$\pm 0.01$		%/ $^\circ\text{C}$
Repeatability <sup>2</sup>	X-axis and y-axis Z-axis		0.16 0.3		% %
<b>0 g OFFSET</b>					
0 g Output for $X_{\text{OUT}}, Y_{\text{OUT}}, Z_{\text{OUT}}$	Each axis, $\pm 2\text{ g}$ Referred to $V_{\text{IPBANA}}/2$	-75	$\pm 25$	+75	mg
0 g Offset vs. Temperature (X-Axis, Y-Axis, and Z-Axis) <sup>3</sup>	$-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$	-0.15	$\pm 0.1$	+0.15	mg/ $^\circ\text{C}$
Repeatability <sup>2</sup>	X-axis and y-axis Z-axis		$\pm 2$ $\pm 3$		mg mg
Vibration Rectification Error (VRE) <sup>4</sup>	$\pm 2\text{ g}$ range, in a 1 g orientation, offset due to 2.5 g rms vibration		<0.4		g
<b>NOISE</b>					
Spectral Density <sup>5</sup> X-Axis, Y-Axis, and Z-Axis <sup>6</sup>	$\pm 2\text{ g}$		22.5		$\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$
Velocity Random Walk X-Axis and Y-Axis	$\pm 2\text{ g}$		5.3		mm/sec/ $\sqrt{\text{Hr}}$
Z-Axis			7.7		mm/sec/ $\sqrt{\text{Hr}}$
<b>BANDWIDTH</b>					
	3 dB, overall transfer function <sup>7</sup>		1.9		kHz
<b>SELF TEST</b>					
Output Change <sup>8</sup> X-Axis		0.1	0.3	0.6	g
Y-Axis		0.1	0.3	0.6	g
Z-Axis		0.5	1.5	3.0	g
<b>POWER SUPPLY</b>					
Voltage Range $V_{\text{SUPPLY}}^9$	Internal low dropout (LDO) regulator bypassed, $V_{\text{SUPPLY}} = 0\text{ V}$	2.25	2.5	3.6	V
$V_{\text{DDIO}}$		$V_{\text{IPBDIG}}$	2.5	3.6	V
$V_{\text{IPBANA}}, V_{\text{IPBDIG}}$		1.62	1.8	1.98	V
<b>Current</b>					
Measurement Mode $V_{\text{SUPPLY}}$	LDO regulator enabled		150		$\mu\text{A}$
$V_{\text{IPBANA}}$	LDO regulator disabled		138		$\mu\text{A}$
$V_{\text{IPBDIG}}$	LDO regulator disabled		12		$\mu\text{A}$

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
Standby Mode					
V <sub>SUPPLY</sub>	LDO regulator enabled		21		μA
V <sub>1PBANA</sub>	LDO regulator disabled		7		μA
V <sub>1PBDIG</sub>	LDO regulator disabled		10		μA
Turn On Time <sup>10</sup>	2 g range		<10		ms
	Power-off to standby		<10		ms
OUTPUT AMPLIFIER	X <sub>OUT</sub> , Y <sub>OUT</sub> , Z <sub>OUT</sub> , and TEMP pins				
Swing	No load	0.03		V <sub>1PBANA</sub> - 0.03	V
Output Series Resistance			32		kΩ
TEMPERATURE SENSOR					
Output at 25°C			967		mV
Scale Factor			3.0		mV/°C
TEMPERATURE					
Operating Temperature Range		-40		+125	°C

<sup>1</sup> The resonant frequency is a sensor characteristic.

<sup>2</sup> Repeatability is predicted for a 10 year life and includes shifts due to the high temperature operating life test (HTOL) (T<sub>A</sub> = 150°C, V<sub>SUPPLY</sub> = 3.6 V, and 1000 hours), temperature cycling (-55°C to +125°C and 1000 cycles), velocity random walk, broadband noise, and temperature hysteresis. Repeatability in relation to time follows the square root law. For example, to obtain offset repeatability of the x-axis for 2.5 years, use the following equation: ±2 mg × √(2.5 years/10 years) = ±1 mg.

<sup>3</sup> The temperature change is -40°C to +25°C, or +25°C to +125°C.

<sup>4</sup> The VRE measurement is the shift in dc offset while the device is subject to 2.5 g rms of random vibration from 50 Hz to 2 kHz. The device under test (DUT) is configured for the ±2 g range and an output data rate of 4 kHz. The VRE scales with the range setting.

<sup>5</sup> Based on characterization.

<sup>6</sup> The noise spectral density for ±8 g range is estimated by design to be 50% more than that of the ±2 g range.

<sup>7</sup> Overall transfer function includes the sensor mechanical response and all other filters on the signal chain.

<sup>8</sup> The self test result converted to the acceleration value is independent of the selected range.

<sup>9</sup> When V<sub>1PBANA</sub> and V<sub>1PBDIG</sub> are generated internally, V<sub>SUPPLY</sub> is valid. To disable the LDO regulator and drive V<sub>1PBANA</sub> and V<sub>1PBDIG</sub> externally, connect V<sub>SUPPLY</sub> to V<sub>SS</sub>.

<sup>10</sup> Standby to measurement mode. This specification is valid when the output is within 1 mg of the final value.

## DIGITAL OUTPUT FOR THE ADXL355

T<sub>A</sub> = 25°C, V<sub>SUPPLY</sub> = 3.3 V, x-axis acceleration and y-axis acceleration = 0 g, and z-axis acceleration = 1 g, and output data rate (ODR) = 500 Hz, unless otherwise noted. Note that multifunction pin names may be referenced by their relevant function only.

Table 2.

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
SENSOR INPUT					
Output Full-Scale Range (FSR)	Each axis User selectable, supports three ranges		±2, ±4, ±8		g
Nonlinearity	±2 g ±8 g		0.1 1.6		% FS %
Cross Axis Sensitivity			1		%
SENSITIVITY <sup>1</sup>	Each axis				
X-Axis, Y-Axis, and Z-Axis Sensitivity	±2 g ±4 g ±8 g	235,520 117,760 58,880	256,000 128,000 64,000	276,480 138,240 69,120	LSB/g LSB/g LSB/g
X-Axis, Y-Axis, and Z-Axis Scale Factor	±2 g ±4 g ±8 g		3.9 7.8 15.6		μg/LSB μg/LSB μg/LSB
Sensitivity Change due to Temperature	-40°C to +125°C		±0.01		%/°C
Repeatability <sup>2</sup>	X-axis and y-axis Z-axis		0.16 0.3		% %
0 g OFFSET	Each axis, ±2 g				
X-Axis, Y-Axis, and Z-Axis 0 g Output		-75	±25	+75	mg
0 g Offset vs. Temperature (X-Axis, Y-Axis, and Z-Axis) <sup>3</sup>	-40°C to +125°C	-0.15	±0.02	+0.15	mg/°C



Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
Repeatability <sup>2</sup>	X-axis and y-axis		±2		mg
	Z-axis		±3		mg
VRE <sup>4</sup>	±2 g range, in a 1 g orientation, offset due to 2.5 g rms vibration		<0.4		g
<b>NOISE</b>					
Spectral Density <sup>5</sup>					
X-Axis, Y-Axis, and Z-Axis	±2 g		22.5		µg/√Hz
	±8 g		25		µg/√Hz
Velocity Random Walk	±2 g				
X-Axis and Y-Axis			5.3		mm/sec/√Hr
Z-Axis			7.7		mm/sec/√Hr
<b>BANDWIDTH AND OUTPUT DATA RATE</b>					
Analog-to-Digital Converter (ADC) Resolution			20		Bits
Low-Pass Filter Passband Frequency	User programmable, Register 0x28	0.977		1000	Hz
High-Pass Filter Passband Frequency When Enabled (Disabled by Default)	User programmable, Register 0x28 for 4 kHz ODR	0.0095		10	Hz
<b>SELF TEST</b>					
Output Change <sup>6</sup>					
X-Axis		0.1	0.3	0.6	g
Y-Axis		0.1	0.3	0.6	g
Z-Axis		0.5	1.5	3.0	g
<b>POWER SUPPLY</b>					
Voltage Range					
V <sub>SUPPLY</sub> Operating <sup>7</sup>		2.25	2.5	3.6	V
V <sub>DDIO</sub>		V <sub>1PB8DIG</sub>	2.5	3.6	V
V <sub>1PBANA</sub> and V <sub>1PB8DIG</sub>	Internal LDO regulator bypassed, V <sub>SUPPLY</sub> = 0 V	1.62	1.8	1.98	V
Current					
Measurement Mode					
V <sub>SUPPLY</sub>	LDO regulator enabled		200		µA
V <sub>1PBANA</sub>	LDO regulator disabled		160		µA
V <sub>1PB8DIG</sub>	LDO regulator disabled		35.5		µA
Standby Mode					
V <sub>SUPPLY</sub>	LDO regulator enabled		21		µA
V <sub>1PBANA</sub>	LDO regulator disabled		7		µA
V <sub>1PB8DIG</sub>	LDO regulator disabled		10		µA
Turn On Time <sup>8</sup>	2 g range		<10		ms
	Power-off to standby		<10		ms
<b>TEMPERATURE SENSOR</b>					
Output at 25°C			1885		LSB
Scale Factor			-9.05		LSB/°C
<b>TEMPERATURE</b>					
Operating Temperature Range		-40		+125	°C

<sup>1</sup> Characterized but not 100% tested.

<sup>2</sup> Repeatability is predicted for a 10 year life and includes shifts due to the HTOL (T<sub>A</sub> = 150°C, V<sub>SUPPLY</sub> = 3.6 V, and 1000 hours), temperature cycling (-55°C to +125°C and 1000 cycles), velocity random walk, broadband noise, and temperature hysteresis. Repeatability in relation to time follows the square root law. For example, to obtain offset repeatability of the x-axis for 2.5 years, use the following equation: ±2 mg × √(2.5 years/10 years) = ±1 mg.

<sup>3</sup> The temperature change is -40°C to +25°C or +25°C to +125°C.

<sup>4</sup> The VRE measurement is the shift in dc offset while the device is subject to 2.5 g rms random vibration from 50 Hz to 2 kHz. The DUT is configured for the ±2 g range and an output data rate of 4 kHz. The VRE scales with the range setting.

<sup>5</sup> Based on characterization.

<sup>6</sup> The self test result converted to the acceleration value is independent of the selected range.

<sup>7</sup> When V<sub>1PBANA</sub> and V<sub>1PB8DIG</sub> are generated internally, V<sub>SUPPLY</sub> is valid. To disable the LDO regulator and drive V<sub>1PBANA</sub> and V<sub>1PB8DIG</sub> externally, connect V<sub>SUPPLY</sub> to V<sub>SS</sub>.

<sup>8</sup> Standby to measurement mode. This specification is valid when the output is within 1 mg of final value.

**SPI DIGITAL INTERFACE CHARACTERISTICS FOR THE ADXL355**

Note that multifunction pin names may be referenced only by their relevant function.

Table 3.

Parameter	Symbol	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
<b>DC INPUT LEVELS</b>						
Input Voltage						
Low Level	$V_{IL}$				$0.3 \times V_{DDIO}$	V
High Level	$V_{IH}$		$0.7 \times V_{DDIO}$			V
Input Current						
Low Level	$I_{IL}$	Input voltage ( $V_{IN}$ ) = 0 V	-0.2			$\mu$ A
High Level	$I_{IH}$	$V_{IN} = V_{DDIO}$			0.2	$\mu$ A
<b>DC OUTPUT LEVELS</b>						
Output Voltage						
Low Level	$V_{OL}$	$I_{OL} = I_{OL, MIN}$			$0.2 \times V_{DDIO}$	V
High Level	$V_{OH}$	$I_{OH} = I_{OH, MAX}$	$0.8 \times V_{DDIO}$			V
Output Current						
Low Level	$I_{OL}$	$V_{OL} = V_{OL, MAX}$	-10			mA
High Level	$I_{OH}$	$V_{OH} = V_{OH, MIN}$			4	mA
<b>AC INPUT LEVELS</b>						
SCLK Frequency			0.1		10	MHz
SCLK High Time	$t_{HIGH}$		40			ns
SCLK Low Time	$t_{LOW}$		40			ns
$\overline{CS}$ Setup Time	$t_{CSS}$		20			ns
$\overline{CS}$ Hold Time	$t_{CSH}$		20			ns
$\overline{CS}$ Disable Time	$t_{CSD}$		40			ns
Rising SCLK Setup Time	$t_{SCLKS}$		20			ns
MOSI Setup Time	$t_{SU}$		20			ns
MOSI Hold Time	$t_{HD}$		20			ns
<b>AC OUTPUT LEVELS</b>						
Propagation Delay	$t_P$	Load capacitance ( $C_{LOAD}$ ) = 30 pF			30	ns
Enable MISO Time	$t_{EN}$		30			ns
Disable MISO Time	$t_{DIS}$				20	ns

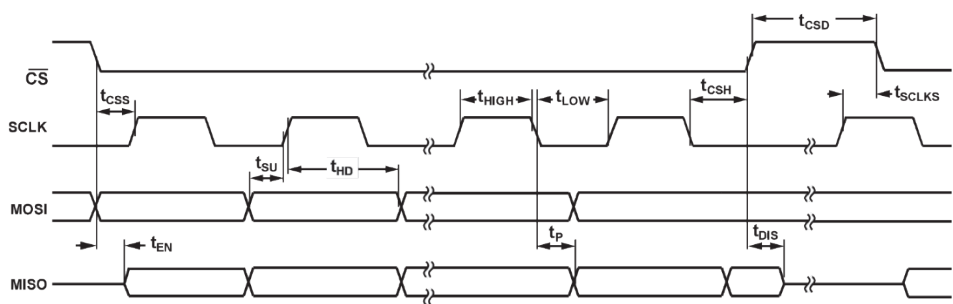


Figure 3. SPI Interface Timing Diagram

14275403

I<sup>2</sup>C DIGITAL INTERFACE CHARACTERISTICS FOR THE ADXL355

Note that multifunction pin names may be referenced by their relevant function only.

Table 4.

Parameter	Symbol	Test Conditions/ Comments	I2C_HS = 0 (Fast Mode)			I2C_HS = 1 (High Speed Mode)			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
DC INPUT LEVELS									
Input Voltage									
Low Level	V <sub>IL</sub>				0.3 × V <sub>DDIO</sub>			0.3 × V <sub>DDIO</sub>	V
High Level	V <sub>IH</sub>		0.7 × V <sub>DDIO</sub>			0.7 × V <sub>DDIO</sub>			V
Hysteresis of Schmitt Triggered Inputs	V <sub>HYS</sub>		0.05 × V <sub>DDIO</sub>			0.1 × V <sub>DDIO</sub>			V
Input Current	I <sub>IL</sub>	0.1 × V <sub>DDIO</sub> < V <sub>IN</sub> < 0.9 × V <sub>DDIO</sub>	-10		+10				μA
DC OUTPUT LEVELS									
Output Voltage									
Low Level	V <sub>OL1</sub> V <sub>OL2</sub>	I <sub>OL</sub> = 3 mA V <sub>DDIO</sub> > 2 V V <sub>DDIO</sub> ≤ 2 V			0.4 0.2 × V <sub>DDIO</sub>			0.4 0.2 × V <sub>DDIO</sub>	V V
Output Current									
Low Level	I <sub>OL</sub>	V <sub>OL</sub> = 0.4 V V <sub>OL</sub> = 0.6 V	20 6			20 6			mA mA
AC INPUT LEVELS									
SCL Frequency			0		1	0		3.4	MHz
SCL High Time	t <sub>HIGH</sub>		260			60			ns
SCL Low Time	t <sub>LOW</sub>		500			160			ns
Start Setup Time	t <sub>SUSTA</sub>		260			160			ns
Start Hold Time	t <sub>HDSTA</sub>		260			160			ns
SDA Setup Time	t <sub>SUDAT</sub>		50			10			ns
SDA Hold Time	t <sub>HDDAT</sub>		0			0			ns
Stop Setup Time	t <sub>SUSTO</sub>		260			160			ns
Bus Free Time	t <sub>BUF</sub>		500						ns
SCL Input Rise Time	t <sub>RCL</sub>				120			80	ns
SCL Input Fall Time	t <sub>FCL</sub>				120			80	ns
SDA Input Rise Time	t <sub>RDA</sub>				120			160	ns
SDA Input Fall Time	t <sub>FDA</sub>				120			160	ns
Width of Spikes to Suppress	t <sub>SP</sub>	Not shown in Figure 4			50			10	ns
AC OUTPUT LEVELS									
Propagation Delay									
Data	t <sub>VDDAT</sub>	C <sub>LOAD</sub> = 500 pF	97		450	27		135	ns
Acknowledge	t <sub>VDAK</sub>				450				ns
Output Fall Time	t <sub>F</sub>	Not shown in Figure 4	20 × (V <sub>DD</sub> /5.5)		120				ns

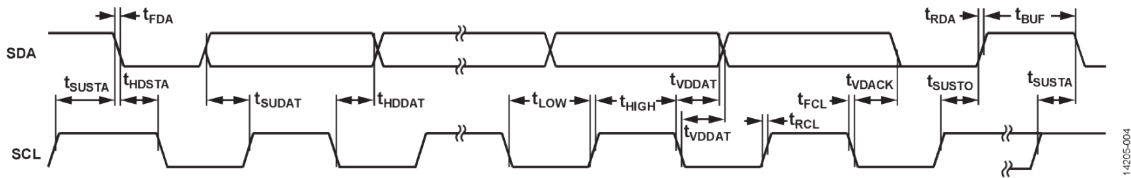


Figure 4. I<sup>2</sup>C Interface Timing Diagram

14205-004

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 5.

Parameter	Rating
Acceleration (Any Axis, 0.5 ms) Unpowered	5000 g
Vibration	Per MIL-STD-883 Method 2007, Test Condition A
$V_{SUPPLY}$ , $V_{DDIO}$	5.4 V
$V_{1PBANA}$ , $V_{1PBDIG}$ Configured as Inputs	1.98 V
ADXL354	
Digital Inputs (RANGE, ST1, ST2, STBY)	-0.3 V to $V_{DDIO} + 0.3$ V
Analog Outputs ( $X_{OUT}$ , $Y_{OUT}$ , $Z_{OUT}$ , TEMP)	-0.3 V to $V_{1PBANA} + 0.3$ V
ADXL355	
Digital Pins ( $\overline{CS}/SCL$ , $SCLK/V_{SSIO}$ , $MOSI/SDA$ , $MISO/ASEL$ , INT1, INT2, DRDY)	-0.3 V to $V_{DDIO} + 0.3$ V
Operating Temperature Range	-40°C to +125°C
Storage Temperature Range	-55°C to +150°C

Stresses at or above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the product. This is a stress rating only; functional operation of the product at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Operation beyond the maximum operating conditions for extended periods may affect product reliability.

### THERMAL RESISTANCE

Thermal performance is directly linked to printed circuit board (PCB) design and operating environment. Careful attention to PCB thermal design is required.

$\theta_{JA}$  is the natural convection junction to ambient thermal resistance measured in a one cubic foot sealed enclosure.  $\psi_{JB}$  is the junction to board thermal resistance.

Table 6. Thermal Resistance

Package Type	$\theta_{JA}$	$\psi_{JB}$	Unit
E-14-1 <sup>1</sup>	42	17.6	°C/W

<sup>1</sup> Thermal impedance simulated values are based on a JEDEC 252P thermal test board with four thermal vias. See JEDEC JESD51.

### RECOMMENDED SOLDERING PROFILE

Figure 5 and Table 7 provide details about the recommended soldering profile.

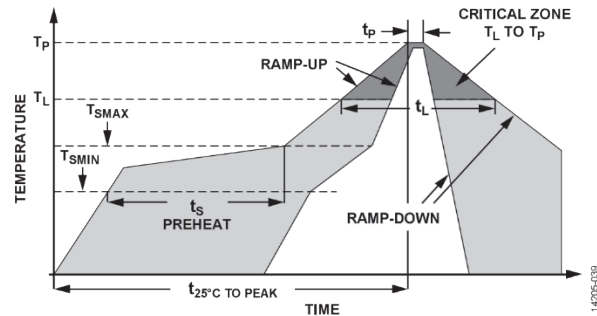


Figure 5. Recommended Soldering Profile

Table 7. Recommended Soldering Profile

Profile Feature	Condition	
	Sn63/Pb37	Pb-Free
Average Ramp Rate from Liquid Temperature ( $T_L$ ) to Peak Temperature ( $T_p$ )	3°C/sec maximum	3°C/sec maximum
Preheat		
Minimum Temperature ( $T_{SMIN}$ )	100°C	150°C
Maximum Temperature ( $T_{SMAX}$ )	150°C	200°C
Time from $T_{SMIN}$ to $T_{SMAX}$ ( $t_s$ )	60 sec to 120 sec	60 sec to 180 sec
$T_{SMAX}$ to $T_L$ Ramp-Up Rate	3°C/sec maximum	3°C/sec maximum
Liquid Temperature ( $T_L$ )	183°C	217°C
Time Maintained Above $T_L$ ( $t_L$ )	60 sec to 150 sec	60 sec to 150 sec
Peak Temperature ( $T_p$ )	240°C + 0°C/-5°C	260°C + 0°C/-5°C
Time of Actual $T_p - 5^\circ\text{C}$ ( $t_p$ )	10 sec to 30 sec	20 sec to 40 sec
Ramp-Down Rate	6°C/sec maximum	6°C/sec maximum
Time from 25°C to Peak Temperature ( $t_{25^\circ\text{C TO PEAK}}$ )	6 minutes maximum	8 minutes maximum

### ESD CAUTION



**ESD (electrostatic discharge) sensitive device.** Charged devices and circuit boards can discharge without detection. Although this product features patented or proprietary protection circuitry, damage may occur on devices subjected to high energy ESD. Therefore, proper ESD precautions should be taken to avoid performance degradation or loss of functionality.

**PIN CONFIGURATIONS AND FUNCTION DESCRIPTIONS**

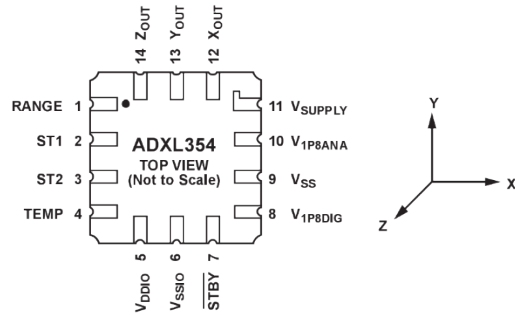


Figure 6. ADXL354 Pin Configuration

Table 8. ADXL354 Pin Function Descriptions

Pin No.	Mnemonic	Description
1	RANGE	Range Selection Pin. Set this pin to ground to select the $\pm 2 g$ range, or set this pin to V <sub>DDIO</sub> to select the $\pm 4 g$ or $\pm 8 g$ range. This pin is model dependent (see the Ordering Guide section).
2	ST1	Self Test Pin 1. This pin enables self test mode. This pin must be forced low when not in self test mode.
3	ST2	Self Test Pin 2. This pin activates electromechanical self test actuation. This pin must be forced low when not in self test mode.
4	TEMP	Temperature Sensor Output.
5	V <sub>DDIO</sub>	Digital Interface Supply Voltage.
6	V <sub>SSIO</sub>	Digital Ground.
7	STBY	Standby or Measurement Mode Selection Pin. Set this pin to ground to enter standby mode, or set this pin to V <sub>DDIO</sub> to enter measurement mode.
8	V <sub>1PB8DIG</sub>	Digital Supply. This pin requires a decoupling capacitor. If V <sub>SUPPLY</sub> connects to V <sub>SS</sub> , supply the voltage to this pin externally.
9	V <sub>SS</sub>	Analog Ground.
10	V <sub>1PB8ANA</sub>	Analog Supply. This pin requires a decoupling capacitor. If V <sub>SUPPLY</sub> connects to V <sub>SS</sub> , supply the voltage to this pin externally.
11	V <sub>SUPPLY</sub>	Supply Voltage. When V <sub>SUPPLY</sub> equals 2.25 V to 3.6 V, V <sub>SUPPLY</sub> enables the internal LDO regulators to generate V <sub>1PB8DIG</sub> and V <sub>1PB8ANA</sub> . For V <sub>SUPPLY</sub> = V <sub>SS</sub> , V <sub>1PB8DIG</sub> and V <sub>1PB8ANA</sub> are externally supplied.
12	X <sub>OUT</sub>	X-Axis Output.
13	Y <sub>OUT</sub>	Y-Axis Output.
14	Z <sub>OUT</sub>	Z-Axis Output.

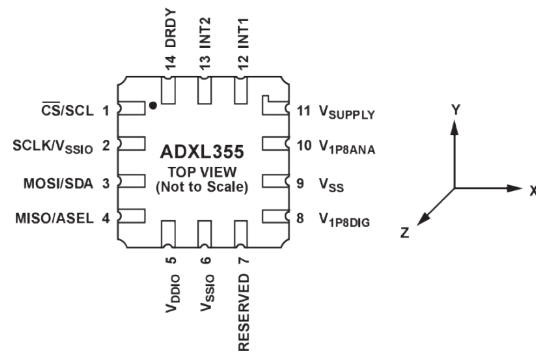


Figure 7. ADXL355 Pin Configuration

Table 9. ADXL355 Pin Function Descriptions

Pin No.	Mnemonic	Description
1	$\overline{CS}/SCL$	Chip Select for SPI ( $\overline{CS}$ ).
2	SCLK/ $V_{SSIO}$	Serial Communications Clock for I <sup>2</sup> C (SCL). Serial Communications Clock for SPI (SCLK).
3	MOSI/SDA	I <sup>2</sup> C Mode Enable ( $V_{SSIO}$ ). Connect this pin to Pin 6 ( $V_{SSIO}$ ) to enable I <sup>2</sup> C mode. Master Output, Slave Input for SPI (MOSI).
4	MISO/ASEL	Serial Data for I <sup>2</sup> C (SDA). Master Input, Slave Output for SPI (MISO). Alternate I <sup>2</sup> C Address Select for I <sup>2</sup> C (ASEL).
5	$V_{DDIO}$	Digital Interface Supply Voltage.
6	$V_{SSIO}$	Digital Ground.
7	RESERVED	Reserved. This pin can be connected to ground or left open.
8	$V_{1PB8DIG}$	Digital Supply. This pin requires a decoupling capacitor. If $V_{SUPPLY}$ connects to $V_{SS}$ , supply the voltage to this pin externally.
9	$V_{SS}$	Analog Ground.
10	$V_{1PB8ANA}$	Analog Supply. This pin requires a decoupling capacitor. If $V_{SUPPLY}$ connects to $V_{SS}$ , supply the voltage to this pin externally.
11	$V_{SUPPLY}$	Supply Voltage. When $V_{SUPPLY}$ equals 2.25 V to 3.6 V, $V_{SUPPLY}$ enables the internal LDO regulators to generate $V_{1PB8DIG}$ and $V_{1PB8ANA}$ . For $V_{SUPPLY} = V_{SS}$ , $V_{1PB8DIG}$ and $V_{1PB8ANA}$ are externally supplied.
12	INT1	Interrupt Pin 1.
13	INT2	Interrupt Pin 2.
14	DRDY	Data Ready Pin.

### TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

All figures include data for multiple devices and multiple lots, and they were taken in the  $\pm 2 g$  range and  $T_A = 25^\circ C$ , unless otherwise noted. For Figure 52, the ODR is derived from a master clock, with a frequency of 1.024 MHz and  $\pm 1.4\%$  device to device variation (similar to ODR device to device variation). For a given device, however, clock frequency variation over the temperature range ( $-40^\circ C$  to  $+125^\circ C$ ) is no more than  $\pm 1.2\%$ , guaranteed by design.

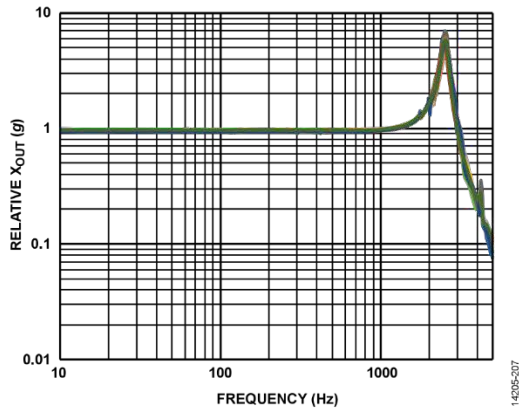


Figure 8. ADXL354 Frequency Response for X-Axis

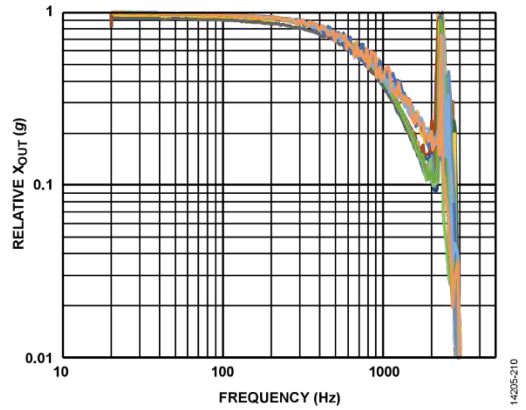


Figure 11. ADXL355 Frequency Response for X-Axis at 4 kHz ODR

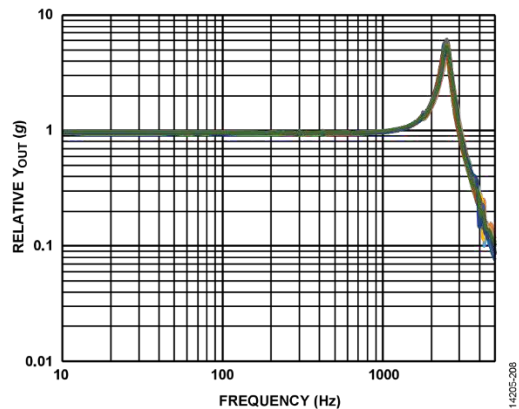


Figure 9. ADXL354 Frequency Response for Y-Axis

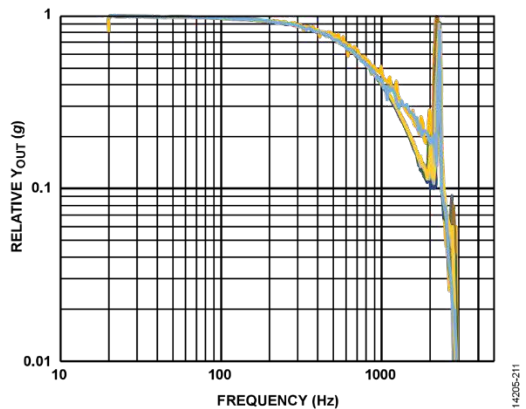


Figure 12. ADXL355 Frequency Response for Y-Axis at 4 kHz ODR

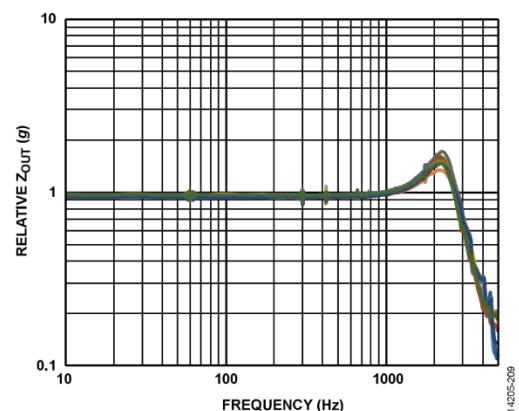


Figure 10. ADXL354 Frequency Response for Z-Axis

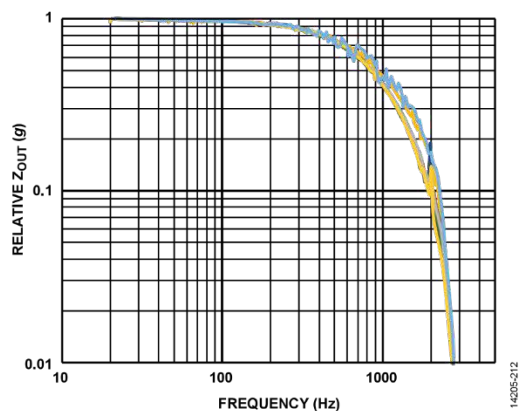


Figure 13. ADXL355 Frequency Response for Z-Axis at 4 kHz ODR

**ROOT ALLAN VARIANCE (RAV) ADXL355 CHARACTERISTICS**

All figures include data for multiple devices and multiple lots, and they were taken in the  $\pm 2 g$  range, unless otherwise noted.

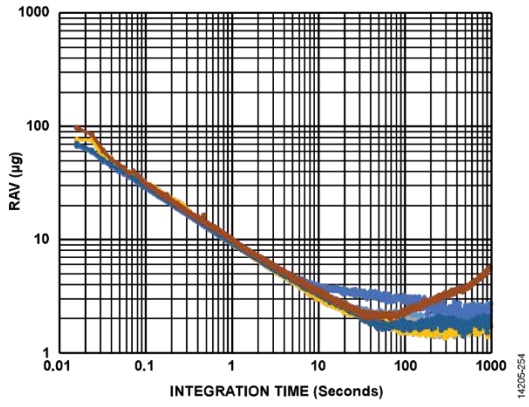


Figure 55. ADXL355 RAV, X-Axis

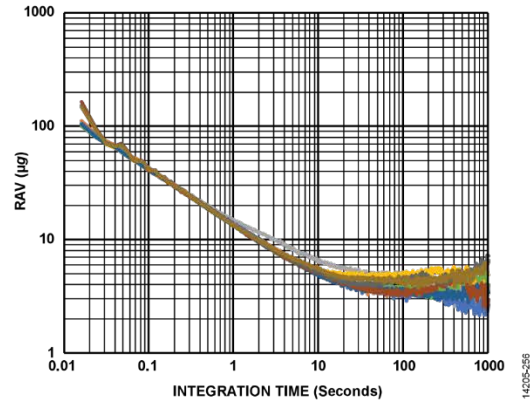


Figure 57. ADXL355 RAV, Z-Axis

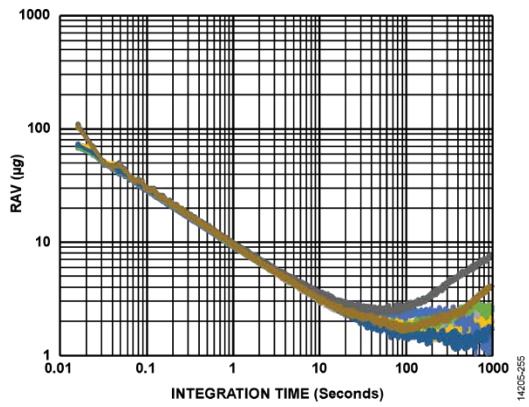


Figure 56. ADXL355 RAV, Y-Axis



## THEORY OF OPERATION

The ADXL354 is a complete 3-axis, ultralow noise and ultrastable offset microelectromechanical systems (MEMS) accelerometer with outputs ratiometric to the analog 1.8 V supply,  $V_{IP8ANA}$ . The ADXL355 adds three high resolution analog-to-digital converters (ADCs) that use the analog 1.8 V supply as a reference to provide digital outputs insensitive to the supply voltage. The ADXL354B is pin selectable for  $\pm 2 g$  or  $\pm 4 g$  full scale, the ADXL354C is pin selectable for  $\pm 2 g$  or  $\pm 8 g$  full scale, and the ADXL355 is programmable for  $\pm 2 g$ ,  $\pm 4 g$ , or  $\pm 8 g$  full scale. The ADXL355 offers both SPI and I<sup>2</sup>C communications ports.

The micromachined, sensing elements are fully differential, comprising the lateral x-axis and y-axis sensors and the vertical, teeter totter z-axis sensors. The x-axis and y-axis sensors and the z-axis sensors go through separate signal paths that minimize

offset drift and noise. The signal path is fully differential, except for a differential to single-ended conversion at the analog outputs of the ADXL354.

The analog accelerometer outputs of the ADXL354 are ratiometric to  $V_{IP8ANA}$ . Therefore, digitize them carefully. The temperature sensor output is not ratiometric. The  $X_{OUT}$ ,  $Y_{OUT}$ , and  $Z_{OUT}$  analog outputs are filtered internally with an antialiasing filter. These analog outputs also have an internal 32 k $\Omega$  series resistor that can be used with an external capacitor to set the bandwidth of the output.

The ADXL355 includes antialias filters before and after the high resolution  $\Sigma$ - $\Delta$  ADC. User-selectable output data rates and filter corners are provided. The temperature sensor is digitized with a 12-bit successive approximation register (SAR) ADC.

## APPLICATIONS INFORMATION

### ANALOG OUTPUT

Figure 58 shows the ADXL354 application circuit. The analog outputs ( $X_{OUT}$ ,  $Y_{OUT}$ , and  $Z_{OUT}$ ) are ratiometric to the 1.8 V analog voltage from the  $V_{IP8ANA}$  pin.  $V_{IP8ANA}$  can be powered with an on-chip LDO regulator that is powered from  $V_{SUPPLY}$ .  $V_{IP8ANA}$  can also be supplied externally by forcing  $V_{SUPPLY}$  to  $V_{SS}$ , which disables the LDO regulator. Due to the ratiometric response, the analog output requires referencing to the  $V_{IP8ANA}$  supply when digitizing to achieve the inherent noise and offset performance of the ADXL354. The 0 g bias output is nominally equal to  $V_{IP8ANA}/2$ . The recommended option is to use the ADXL354 with a ratiometric ADC (for example, the Analog Devices, Inc., AD7682) and  $V_{IP8ANA}$  providing the voltage reference. This configuration results in self cancellation of errors due to minor supply variations.

The ADXL354 outputs two forms of filtering: internal anti-aliasing filtering with a cutoff frequency of approximately 1.5 kHz, and external filtering. The external filter uses a fixed, on-chip, 32 kΩ resistance in series with each output in conjunction with the external capacitors to implement the low-pass filter anti-aliasing

and noise reduction prior to the external ADC. The antialias filter cutoff frequency must be significantly higher than the desired signal bandwidth. If the antialias filter corner is too low, ratiometricity can degrade where the signal attenuation is different from the reference attenuation.

### DIGITAL OUTPUT

Figure 59 shows the ADXL355 application circuit with the recommended bypass capacitors. The communications interface is either SPI or I<sup>2</sup>C (see the Serial Communications section for additional information).

The ADXL355 includes an internal configurable digital band-pass filter. Both the high-pass and low-pass poles of the filter are adjustable, as detailed in the Filter Settings Register section and Table 44. At power-up, the default conditions for the filters are as follows:

- High-pass filter (HPF) = dc (off)
- Low-pass filter (LPF) = 1000 Hz
- Output data rate = 4000 Hz

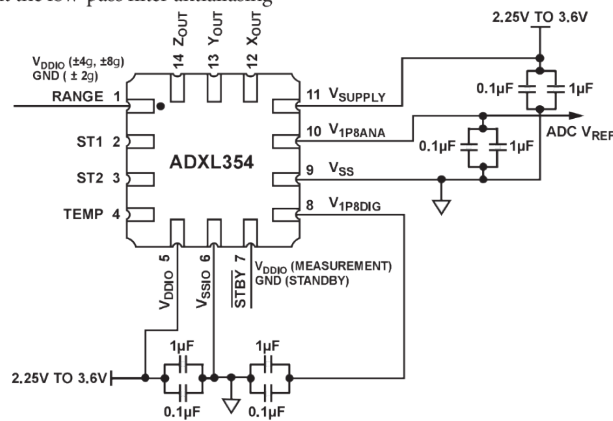


Figure 58. ADXL354 Application Circuit

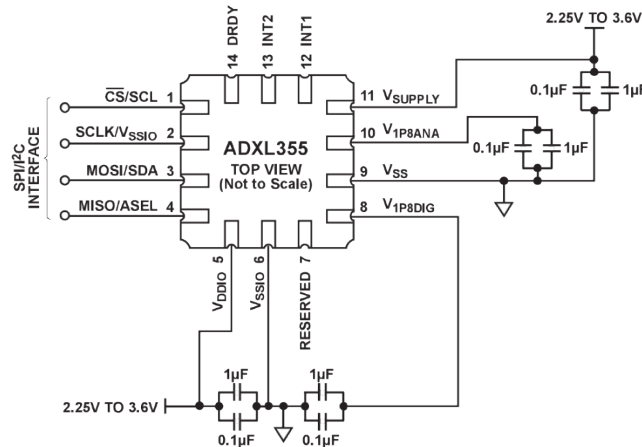
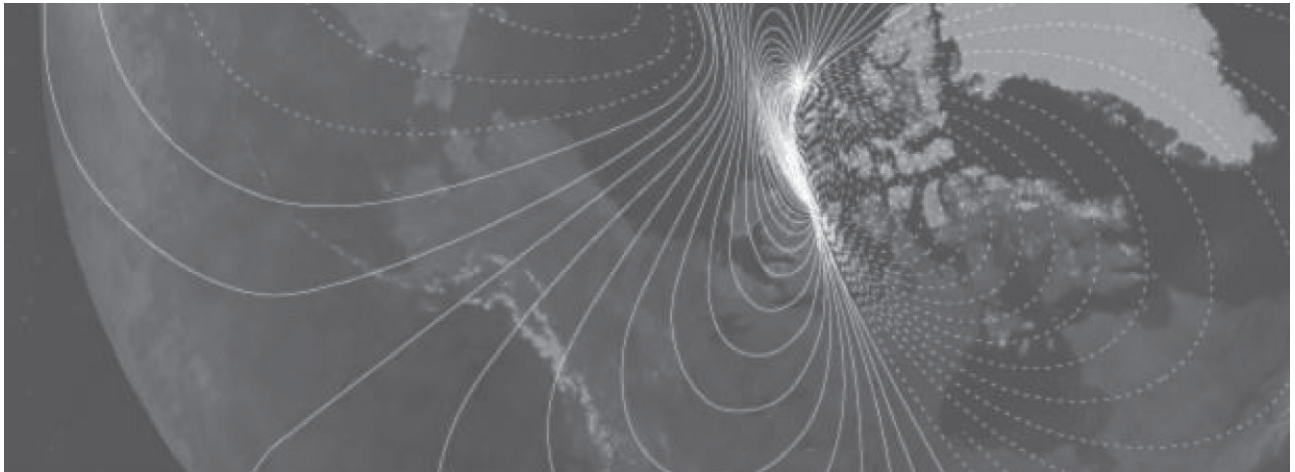


Figure 59. ADXL355 Application Circuit

14205-022

14205-021



# User Manual

RM3100 & RM2100

Sensor Suite



---

## 2 Introduction

Thank you for purchasing PNI Sensor's RM2100 or RM3100 Geomagnetic Sensor, pn 90052 or pn 90053, respectively. The RM2100 is comprised of two Sen-XY-f sensor coils, pn 13104, and a MagI2C ASIC controller, pn 13156, which forms the basis for a 2-axis digital compass. The RM3100 is the same as the RM2100 but adds a Sen-Z-f sensor coil, pn 13101, such that compassing measurements are not constricted to the horizontal plane.

PNI's geomagnetic sensor technology provides high resolution, low power consumption, large signal noise immunity, a large dynamic range, and high sampling rates. Measurements are stable over temperature and inherently free from offset drift. The RM3100's MagI2C ASIC features both continuous measurement mode and single measurement polling, software-configurable resolution and sample rate, and the ability to operate one, two, or three PNI sensor coils. And it incorporates both I<sup>2</sup>C and SPI interfaces for system design flexibility.

When implementing an RM3100 or RM2100 Geomagnetic Sensor, each sensor coil serves as the inductive element in a simple LR relaxation oscillation circuit, where the coil's effective inductance is proportional to the magnetic field parallel to the sensor axis. The LR circuit is driven by the MagI2C ASIC, and the MagI2C's internal clock is used to measure the circuit's oscillation frequency, and hence the magnetic field. Since PNI's Geomagnetic Sensor works in the frequency domain, resolution and noise are established cleanly by the number of MagI2C internal clock counts (cycle counts). In comparison, fluxgate and MR technologies require expensive and complex signal processing to obtain similar resolution and noise, and in many respects the geomagnetic sensor's performance simply cannot be matched. Also, the output from the MagI2C is inherently digital and can be fed directly into a microprocessor, eliminating the need for signal conditioning or an analog/digital interface between the sensor and a microprocessor. The simplicity of PNI's geomagnetic sensor combined with the lack of signal conditioning makes it easier and less expensive to implement than alternative fluxgate or magneto-resistive (MR) technologies.

For more information on PNI's magneto-inductive sensor technology, see PNI's whitepaper "Magneto-Inductive Technology Overview" at <http://www.pnicorp.com/technology/papers>.

## 3 Specifications

### 3.1 Geomagnetic Sensor Characteristics

Table 3-1: Geomagnetic Sensor Performance<sup>1</sup>

Parameter	Cycle Counts <sup>2</sup>			Units
	50	100	200	
Field Measurement Range <sup>3</sup>	-800 to +800			$\mu\text{T}$
Gain	20	38	75	LSB/ $\mu\text{T}$
Sensitivity	50	26	13	nT
Noise	30	20	15	nT
Noise Density @ Max. Single-Axis Sample Rate	1.2			nT/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Repeatability over $\pm 200 \mu\text{T}$	15	8	8	nT
Hysteresis over $\pm 200 \mu\text{T}$	15			nT
Linearity over $\pm 200 \mu\text{T}$	0.5			%
Maximum Single-Axis Sample Rate (divide by 3 for max. 3-axis sample rate)	1600	850	440	Hz
Single-Axis Average Current @ 24 Hz Sample Rate (equivalent to 3-axis @ 8 Hz)	70	135	260	$\mu\text{A}$
Bias Resistor, $R_b$	121			$\Omega$
External Timing Resistor for Clock, $R_{\text{EXT}}$	33			k $\Omega$
Circuit Oscillation Frequency	180			kHz
Operating Temperature	-40 to +85			C

#### Footnotes:

1. Performance values are typical. Performance specifications established with a supply voltage of 3.0 V, a bias resistor of 121  $\Omega$ , an external timing resistor of 33 k $\Omega$ , and with measurements taken at room temperature. Other bias resistors, external timing resistors and operating voltages may be used, but performance will differ from the values listed. Contact PNI for additional information.
2. The cycle count setting (eg. 50 ,100, and 200) is user-configurable and set in the Cycle Count Registers. See Section 4.1 for a discussion on how the RM3100 works, and Section 5.1 for how to set the Cycle Count Registers.
3. Field measurement range is defined as the monotonic region of the output characteristic curve. Field measurement range can be extended using different bias resistors.

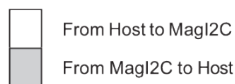
All communication is on the SDA line. The transaction is initiated by the host, or master, sending the Start condition followed by the MagI2C's slave address, and then the RW bit is set to '0', indicating a Write operation. The slave address is acknowledged by the MagI2C by setting SDA to LOW. This is followed by the desired 7-bit register address and then the register data. The register value automatically increments after every received data byte. The transaction is terminated by the host sending the Stop condition.

The MagI2C will always acknowledge the start of an I<sup>2</sup>C Write transaction by sending a '0' (i.e. the ACK signal). But if the Write command cannot be executed for some reason the MagI2C will send a '1' instead (i.e. the NACK signal). The reasons a NACK signal might be sent are established by the HSHAKE register, and include writing to an undefined register or writing to the POLL register while CMM is in progress, or vice versa. See Section 0 for more information.

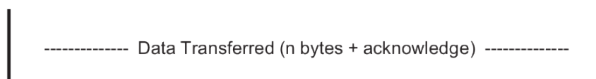
### 4.5.2 I<sup>2</sup>C Register Read

To perform a Read transaction, it is first necessary for the master to Write the desired register address, and then to Read the register data. A generic transaction is given below.

START	SLAVE ADDRESS							RW	ACK	REGISTER ADDRESS (N)							ACK	STOP	
S	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	0	0	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	0	P



START	SLAVE ADDRESS							RW	ACK	DATA FROM REG. (N)							ACK	DATA FROM REG. (N+1)							NACK	STOP		
S	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	1	0	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	0	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	1	P



The Write sequence is described in the prior section, except for this case there is no data to send. For the Read sequence the host again sends the MagI2C's slave address, but this time sets the RW bit is set to '1'. The MagI2C acknowledges that it is has been addressed and then sends data from the register address that was previously sent. The host acknowledges receipt of the data, and then the MagI2C increments the register address and sends data from this register. This continues until the host sends the NACK command followed by the Stop command, which terminates the transaction.

## 5 MagI2C Operation

The primary functions of the MagI2C are:

- Set the Cycle Count Registers if the default is not desired.
- Initiate either a Single Measurement or Continuous Measurement.
- Confirm New Data Ready.
- Read the Measurement Results Registers.

Each of these steps is discussed in detail in the following sections.

**Note:** The MagI2C incorporates an Idle Mode to reduce power consumption. The device automatically idles when not exchanging data or taking a measurement. The MagI2C starts in Idle Mode at power-up.

The MagI2C's register map is given in Table 5-1. Register addresses are 7 bits. To Write to a register, a '0' followed by the 7-bit register number should be sent, followed by the register value. *To Read from a register, a '1' followed by the 7-bit register number should be sent, effectively adding 0x80 to the register number.*

**Table 5-1: MagI2C Register Map**

Name	Register # (Hex)	R/W	Default (Hex)	Payload Format	Description
POLL	00	RW	00	[7:0]	Polls for a Single Measurement
CMM	01	RW	00	[7:0]	Initiates Continuous Measurement Mode
CCX	04 – 05	RW	00C8	UInt16	Cycle Count Register – X Axis
CCY	06 – 07	RW	00C8	UInt16	Cycle Count Register – Y Axis
CCZ	08 – 09	RW	00C8	UInt16	Cycle Count Register – Z Axis
TMRC	0B	RW	96	[7:0]	Sets Continuous Measurement Mode Data Rate
MX	24 – 26	R	000000	UInt24	Measurement Results – X Axis
MY	27 – 29	R	000000	UInt24	Measurement Results – Y Axis
MZ	2A – 2C	R	000000	UInt24	Measurement Results – Z Axis
BIST	33	RW	00	[7:0]	Built-In Self Test
STATUS	34	R	00	[7:0]	Status of DRDY
HSHAKE	35	RW	1B	[7:0]	Handshake Register
REVID	36	R	--	Unit8	MagI2C Revision Identification

### 5.1 Set the Cycle Count Registers (0x04 – 0x09)

The Cycle Count Registers establish the number of sensor oscillation cycles (cycle counts) that will be counted for each sensor in both the forward and reverse bias directions during a measurement sequence. Each sensor has its own cycle count value, and each can be different. Increasing the cycle count value increases measurement gain and resolution. Lowering the cycle count value reduces acquisition time, which increases maximum

achievable sample rate or, with a fixed sample rate, decreases power consumption. The Cycle Count read and write addresses, plus their default values, are given in Table 5-2

**Table 5-2: Cycle Count Registers**

Register Description	Default Value (Hex)	Write Address (Hex)	Read Address (Hex)
X Axis Cycle Count Value - MSB	0x00	04	84
X Axis Cycle Count Value - LSB	0xC8	05	85
Y Axis Cycle Count Value - MSB	0x00	06	86
Y Axis Cycle Count Value - LSB	0xC8	07	87
Z Axis Cycle Count Value - MSB	0x00	08	88
Z Axis Cycle Count Value - LSB	0xC8	09	89

Since the registers are adjacent, it is not necessary to send multiple register addresses, as the MagI2C automatically will read/write to the next adjacent register.

The default values for the Cycle Count Registers are 0xC8 in the LSB and 0x0 in the MSB, or 200<sub>D</sub>. This default value provides a good trade-off between acquisition time and resolution, but favors resolution. If the user is more interested in low power consumption or running at high data rates, a lower cycle count value of (ex. 50<sub>D</sub> or 100<sub>D</sub>) would be more appropriate. To estimate the appropriate cycle count value for your application review the specifications given at 50, 100, and 200 cycle counts in Table 3-1. Note that these 3 cycle counts by no means represent all the cycle count options, as the minimum value is ‘0’ and the maximum is 65,536. Having said this, quantization issues generally dictate working above a cycle count value of ~30, while noise limits the useful upper range to ~400 cycle counts.

Assuming a non-default cycle count value is desired, then prior to sending a command to take a sensor measurement it is necessary to Write values to the Cycle Count Registers. Once the Cycle Count Registers are set, they do not need to be repopulated unless the user wants to change the values or the system is powered down, in which case the default value repopulates the register fields when powered up again.

## 5.2 Initiate Continuous Measurement Mode (0x01)

The MagI2C can either take measurements automatically on a regular frequency (Continuous Measurement Mode) or by polling for single measurement. This section discusses Continuous Measurement Mode. See Section 5.3 for polling a single measurement.



To initiate Continuous Measurement Mode, write to the CMM register address, 0x01, followed by the CMM register contents. To set the rate of data acquisition in Continuous Measurement Mode, see Section 5.2.1. Below are the contents of the CMM register.

Bit #	7	6	5	4	3	2	1	0
Value	Reserved Set to 0	CMZ	CMY	CMX	0	DRDM	Reserved Set to 0	START

Where:

- START – A “1” in this bit position initiates Continuous Measurement Mode. To turn off Continuous Measurement Mode it is necessary to write a “0” to this bit position. Note that writing to POLL (i.e. initiating a single measurement command) while operating in Continuous Measurement Mode results in the single measurement command being ignored.
- DRDM – These two bits establish the required condition to trigger the DRDY pin to HIGH. There are 4 possible conditions, as set out in Table 5-3.

**Table 5-3: Continuous Mode DRDY Options**

DRDY Requirements	DRDM
DRDY to HIGH after a full measurement sequence is completed, as established by CMX, CMY, and CMZ.	0
DRDY to HIGH after the completion of a measurement on any axis.	1

- CMX, CMY, CMZ – A “1” in either of these three bit positions indicates a measurement will be taken on that sensor axis when operating in Continuous Measurement Mode. For instance, to take measurements on all three axis, CMX = CMY = CMZ = 1.

To read from the CMM register, send 0x81. The return byte will provide the same information as above.

---

**Note:** Certain commands, such as reading from the CMM register or writing to the TMRC register, will terminate Continuous Measurement Mode.

---

## 5.2.1 Setting the CMM Update Rate with TMRC (0x0B)

The time between measurements in Continuous Measurement Mode is established with the TMRC register. The TMRC register is defined below.

Bit #	7	6	5	4	3	2	1	0
Value	1	0	0	1	TMRC3	TMRC2	TMRC1	TMRC0

The LSB is used set the CMM update rate. The MSB should be 0x9, as indicated above. The larger the TMRC value, the longer the interval between measurements. Available data rates are given in Table 5-4. Note that the update rates are approximate, and have a one standard deviation tolerance of about ~7%. The default value for TMRC is 0x96, establishing a data update rate of ~37 Hz.

To set the TMRC register, send the register address, 0x0B, followed by the desired TMRC register value. To read the TMRC register, send 0x8B.

---

**Note:** The Cycle Count Registers establish the maximum data rate of the sensors. For instance, if the cycle count is set to 200<sub>D</sub>, then the maximum 3-axis update rate is ~430 Hz. If TMRC is set to 0x92, indicating an update rate of ~600 Hz, the rate established by the cycle count will override the TMRC request, and the actual update rate will be ~430 Hz.

---

**Table 5-4: CMM Update Rates**

TMRC Value (Hex)	Time Between Readings	Update Rate
92	~1.7 ms	~600 Hz
93	~3 ms	~300 Hz
94	~7 ms	~150 Hz
95	~13 ms	~75 Hz
96	~27 ms	~37 Hz
97	~55 ms	~18 Hz
98	~110 ms	~9 Hz
99	~220 ms	~4.5 Hz
9A	~440 ms	~2.3 Hz
9B	~0.8 s	~1.2 Hz
9C	~1.6 s	~0.6 Hz
9D	~3.3 s	~0.3 Hz
9E	~6.7 s	~0.015 Hz
9F	~13 s	~0.075 Hz

### 5.3 Initiate a Single Measurement (0x00)

The MagI2C can operate in either a continuous measurement mode or a polling mode. This section discusses the Single Measurement Command used in a polling mode. See Section 5.2 for operation in continuous measurement mode.

To make a single measurement it is necessary to write the POLL address register, 0x00, and follow this by the POLL register byte which establishes which axes are to be measured. It is defined as shown below, where a “1” for PMX, PMY, and/or PMZ indicates the X, Y, and/or Z axis, respectively, is to be measured. Note that the DRDY line will go HIGH after all measurements requested in the Single Measurement Command byte have been completed.

Bit #	7	6	5	4	3	2	1	0
Value	0	PMZ	PMY	PMX	0	0	0	0

## 5.4 Confirm New Data Ready

There are several ways to determine if a measurement has been completed and data is available in the Measurement Results Registers. One method is monitoring the DRDY line for it to go HIGH. Recall that for continuous measurement mode, the DRDM bits of the Continuous Measurement Command byte establish the conditions for DRDY to go HIGH. Another option when using the SPI interface is monitoring the MISO pin for it to go HIGH. (The MISO pin is unavailable when using the I<sup>2</sup>C interface, as it is used to set the slave address of the device.) Another option is to read from the STATUS register, as discussed below. Only one method need be used.

### 5.4.1 STATUS Register (0x34)

To read the Status Register, first send a read command to the STATUS register, 0xB4.

The return byte provides the contents of the Status Register:

Bit #	7	6	5	4	3	2	1	0
Value	DRDY	-	-	-	-	-	-	-

Bit 7 will be HIGH if data is available and LOW if it is unavailable. Bits 0 – 6 are indeterminate and should be ignored.

## 5.5 Read the Measurement Results

Each sensor reading consists of 3 bytes of data which are stored in 2's complement format (range: -8388608 to 8388607) in the Results Registers within the MagI2C and this number is directly proportional to the strength of the local magnetic field in the direction of the specified axis. Note that the greater the Period Select value, the higher the resolution of the measurement and the longer the sample time. These registers are read by sending the Read Results byte, as defined below, where the values of A, B, C, and D establish the register to be addressed, as given in Table 5-5.

Bit #	7	6	5	4	3	2	1	0
Value	1	0	1	0	A	B	C	D

**Nom de famille :**  
(Suivi, s'il y a lieu, du nom d'usage)

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

**Prénom(s) :**

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

**Numéro  
Candidat :**

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

**Né(e)  
le :**

		/			/						
--	--	---	--	--	---	--	--	--	--	--	--

Cadre réservé aux candidats de concours de recrutement et examens professionnels

**Concours :** ..... **Option / Section :** ..... **N° d'inscription :**

--	--	--

Cocher une seule case parmi les six types de concours suivants :

 externe  3<sup>e</sup> externe  externe spécial  interne ou 1<sup>er</sup> interne  2<sup>nd</sup> interne  2<sup>nd</sup> interne spécialCocher public OU privé  
UNIQUEMENT pour les  
concours enseignants : public  privé**Examen professionnel pour l'avancement au grade de :** .....

Cadre réservé aux candidats d'examens et du concours général

**Examen :** ..... **Série / Spécialité :** .....**Epreuve - Matière :** ..... **Session :** .....

EAE SIE 2

**DR1 - DR2 - DR3****Tous les documents réponses sont à rendre,  
même non complétés.**

NE RIEN ECRIRE DANS CE CADRE

DR1 (Questions 10, 11 et 12)

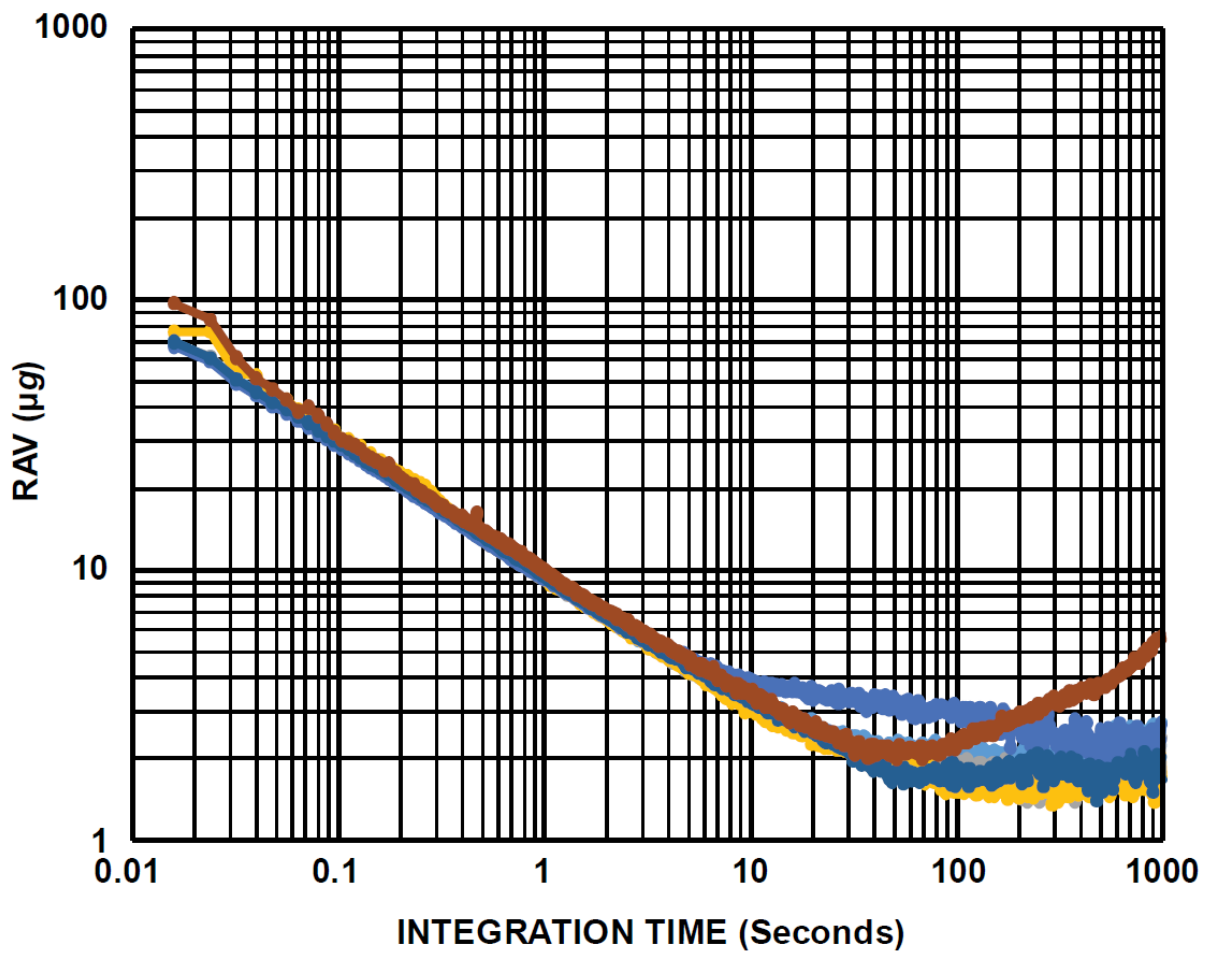


Figure 55. ADXL355 RAV, X-Axis

Figure 26 : déviation standard d'Allan : root Allan variance (RAV).

DR 2 (Questions 20 et 21)

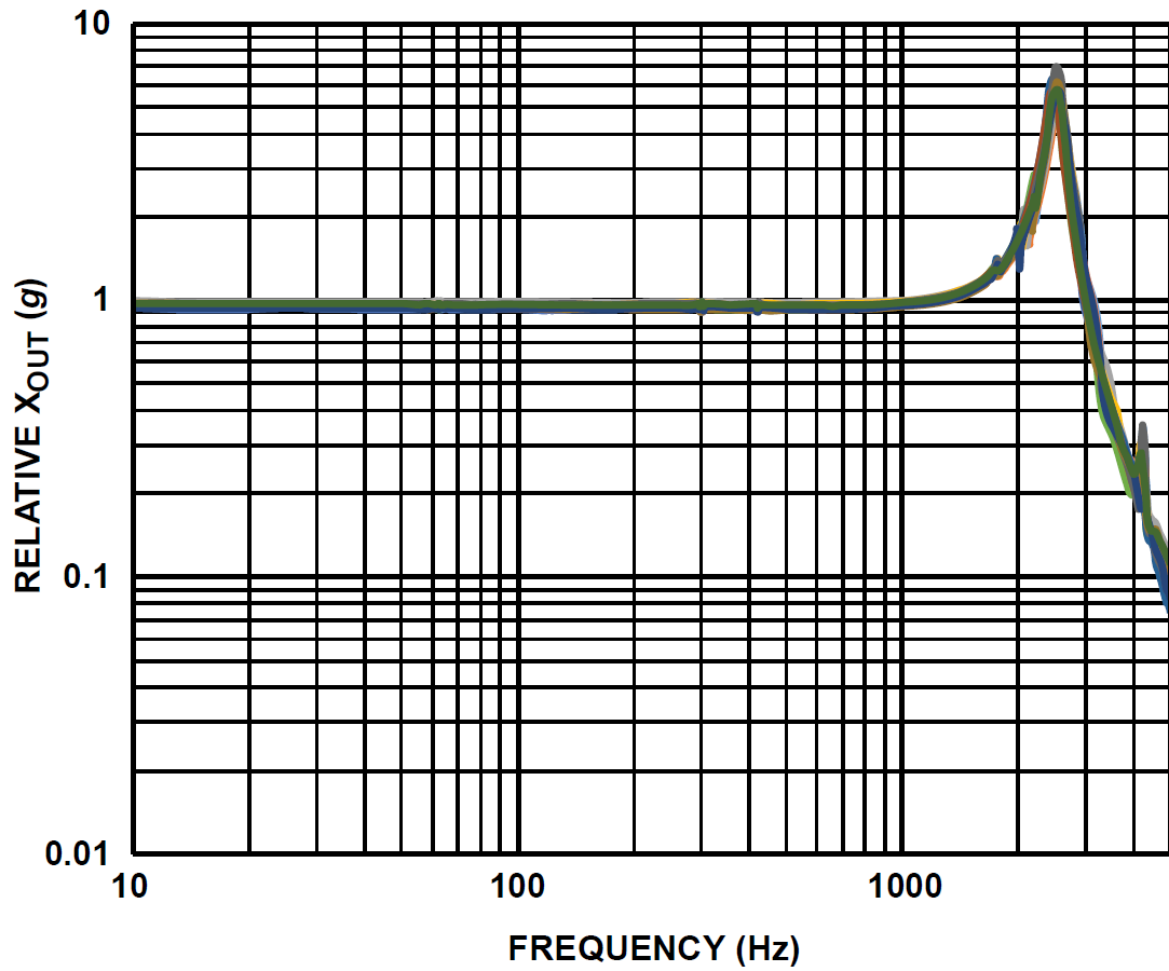


Figure 8. ADXL354 Frequency Response for X-Axis

Figure 27 : réponse fréquentielle de l'accéléromètre ADXL355 selon l'axe X.

### DR3 (Question 25)

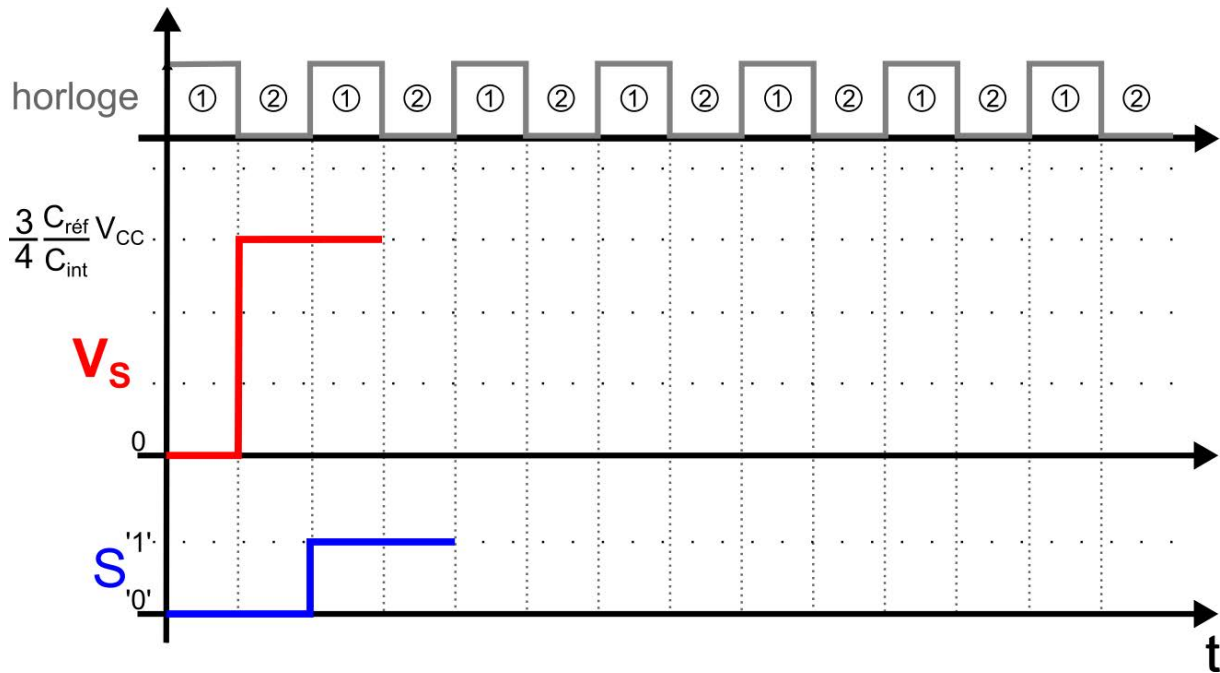


Figure 28 : chronogramme des signaux de sorties de la structure sigma-delta pour la mesure de capacité.



Modèle CMEN v3

**Nom de famille :**

*(Suivi, s'il y a lieu, du nom d'usage)*

**Prénom(s) :**

**Numéro Candidat :**

**Né(e) le :**   /   /

---

*Cadre réservé aux candidats de concours de recrutement et examens professionnels*

**Concours :** ..... **Option / Section :** ..... **N° d'inscription :**

Cocher une seule case parmi les six types de concours suivants : Cocher public OU privé  
UNIQUEMENT pour les  
concours enseignants :  public  privé

externe  3<sup>e</sup> externe  externe spécial  interne ou 1<sup>er</sup> interne  2<sup>nd</sup> interne  2<sup>nd</sup> interne spécial

**Examen professionnel pour l'avancement au grade de :** .....

---

*Cadre réservé aux candidats d'examens et du concours général*

**Examen :** ..... **Série / Spécialité :** .....

---

**Epreuve - Matière :** ..... **Session :** .....

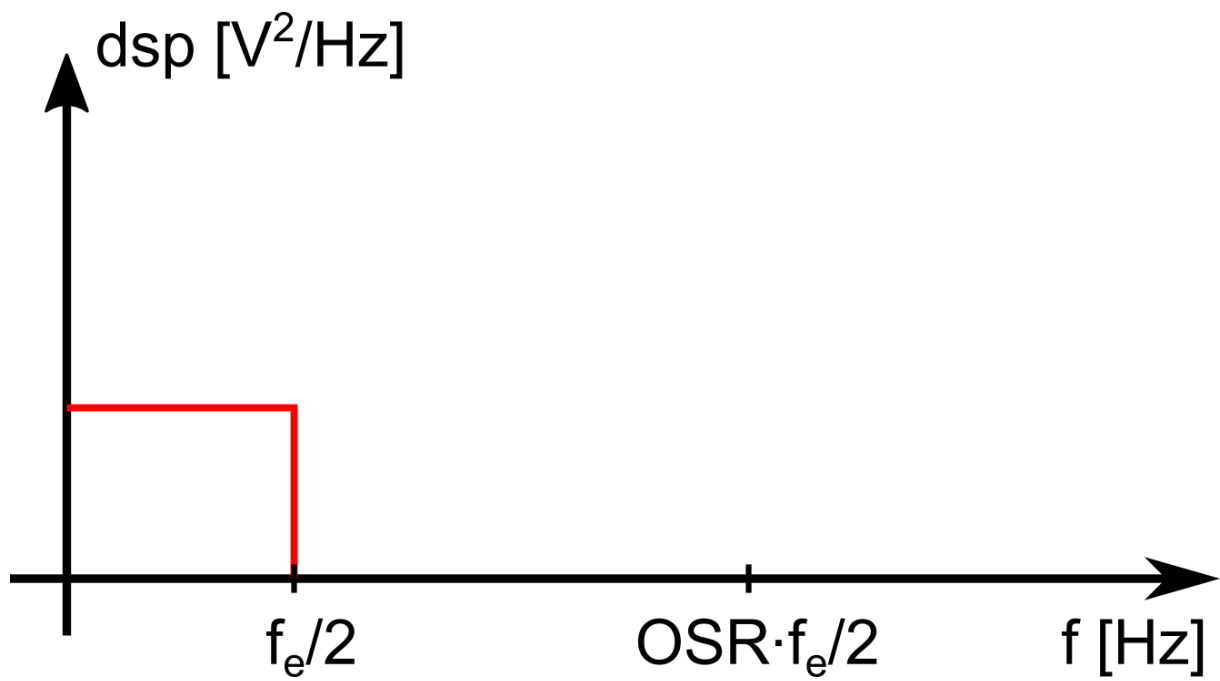
EAE SIE 2

**DR4 - DR5 - DR6**

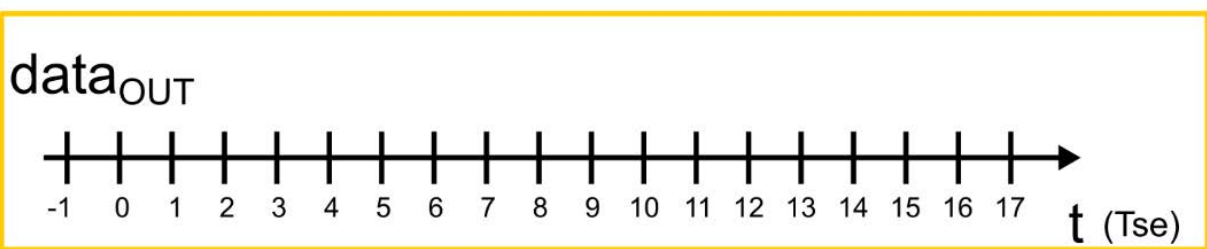
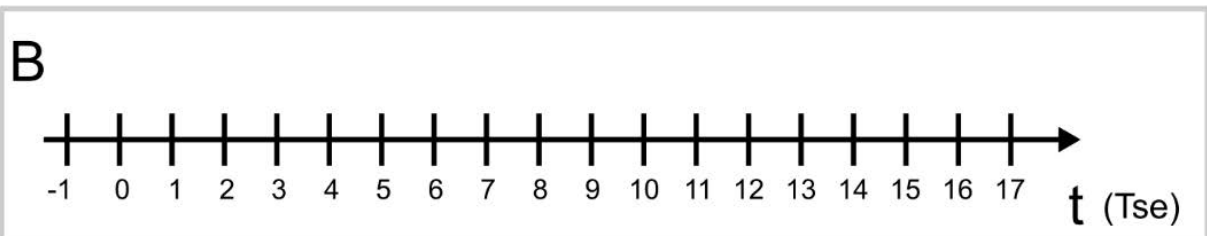
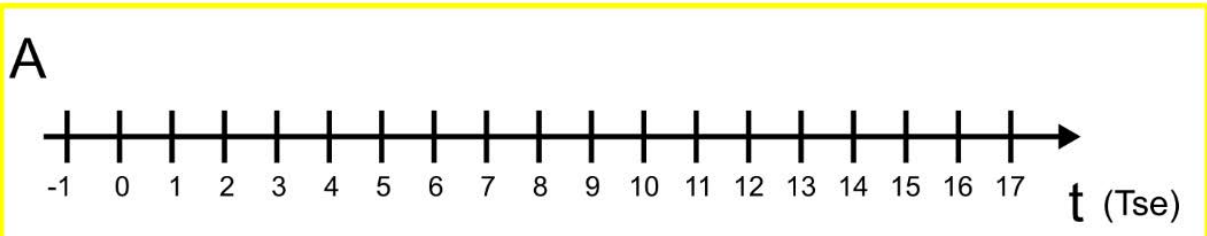
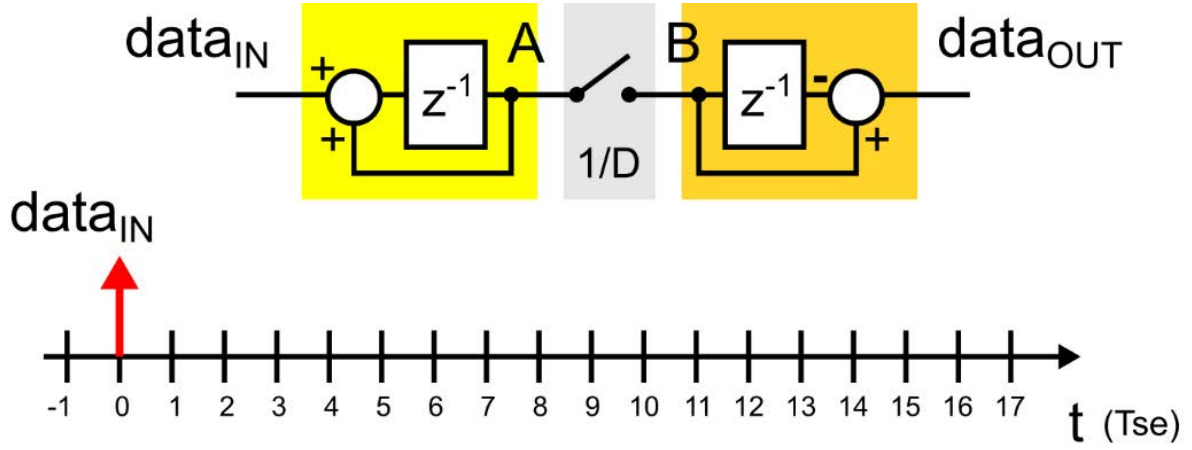
**Tous les documents réponses sont à rendre,  
même non complétés.**

NE RIEN ECRIRE DANS CE CADRE

DR4 (Question 31)



DR5 (Question 40)



### DR6 (Question 56)

