

SESSION 2017

AGREGATION CONCOURS EXTERNE

Section : SCIENCES INDUSTRIELLES DE L'INGÉNIEUR

Option : SCIENCES INDUSTRIELLES DE L'INGÉNIEUR
ET INGÉNIERIE ÉLECTRIQUE

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

Durée : 6 heures

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

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

Dans le cas où un(e) candidat(e) repère ce qui lui semble être une erreur d'énoncé, il (elle) le signale très lisiblement sur sa copie, propose la correction et poursuit l'épreuve en conséquence.

De même, si cela vous conduit à formuler une ou plusieurs hypothèses, il vous est demandé de la (ou les) mentionner explicitement.

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



EAESIE 2

SESSION 2017

**AGRÉGATION
EXTERNE**

Section : Sciences industrielles de l'ingénieur

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

**Epreuve : MODÉLISATION D'UN SYSTÈME, D'UN PROCÉDÉ ou D'UNE
ORGANISATION**

RECTIFICATIF

Dans le sommaire, ligne Dossier technique

Au lieu de

...DT 1 à DT 18.

Lire

...DT 1 à DT 10.

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	109	2680

Le système d'observation du piton de la Fournaise

Ce sujet comporte quatre parties totalement indépendantes :

- Partie B1 - mesure de l'inclinaison du sol ;
- Partie B2 - échantillonnage et traitement des signaux ;
- Partie B3 - horodatage, structure et transmission réseau des données ;
- Partie B4 - transmission radiofréquence des données.

Une lecture préalable et complète du sujet est indispensable.

Il sera tenu compte de la cohérence avec laquelle les candidats traiteront chaque partie, le jury préférant une réflexion d'ensemble de la partie abordée à un éparpillement des réponses.

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

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

Il leur est rappelé qu'ils doivent utiliser les notations propres au sujet, présenter clairement les calculs et dégager ou encadrer tous les résultats.

Tout résultat incorrectement exprimé ne sera pas pris en compte. En outre, les correcteurs leur sauront gré d'écrire lisiblement et de soigner la qualité de leur copie.

Il sera tenu compte de la qualité de rédaction, en particulier pour les réponses aux questions ne nécessitant pas de calcul. Les correcteurs attendent des phrases complètes respectant la syntaxe de la langue française.

Pour la présentation des applications numériques, il est rappelé que lors du passage d'une forme littérale à son application numérique, il est recommandé aux candidats de procéder comme indiqué ci-dessous.

Après le rappel de l'expression littérale, chaque grandeur est remplacée par sa valeur numérique en respectant la position qu'elle avait dans la relation. Ensuite, le résultat numérique est donné sans calculs intermédiaires et sans omettre son unité.

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

SOMMAIRE

Présentation.....	DQ3 à DQ5
Questionnement.....	DQ6 à DQ21
Mesure de l'inclinaison du sol.....	DQ6 à DQ11
Échantillonnage et traitement numérique des signaux.....	DQ11 à DQ14
Horodatage, structure et transmission réseau des données.....	DQ15 à DQ17
Transmission radiofréquence des données.....	DQ18 à DQ21
Dossier technique.....	DT1 à DT18
Document réponse.....	DR1

A1. Enjeux sociétaux et recherche scientifique volcanologique

L'Observatoire Volcanologique du Piton de la Fournaise (OVPF) a pour missions la surveillance, la recherche scientifique, le développement et la diffusion des connaissances liées aux activités volcanologiques globalisées sur l'île de la Réunion. Il fait partie des six observatoires volcanologiques et sismologiques de France et est rattaché à l'Institut de Physique du Globe de Paris (IPGP).

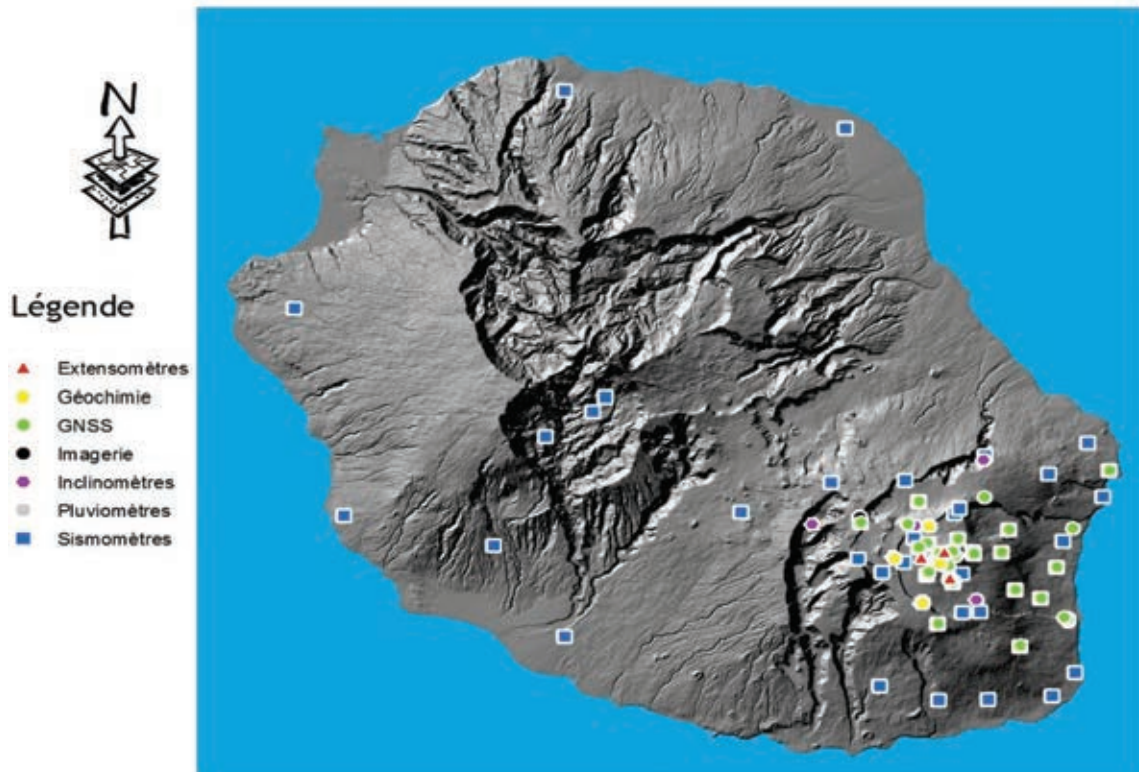


Figure 1 : les stations de mesure de l'observatoire

Créé en 1980, l'observatoire s'appuie sur trois réseaux instrumentés, sur 35 sites différents avec une centaine de capteurs installés sur le terrain :

- le réseau sismique ;
- le réseau des déformations composé d'inclinomètres, d'extensomètres et de récepteurs GPS ;
- le réseau géochimique effectuant des mesures de SO_2 , H_2S et CO_2 .

Les réseaux fonctionnent en continu, 24 heures sur 24 et 365 jours par an.

Le flot de données enregistrées à l'observatoire est étudié quotidiennement. Cette analyse a permis dans le passé de prévoir toutes les éruptions depuis la création de l'observatoire. L'analyse des données et les recherches scientifiques expérimentales menées à l'observatoire et à l'Institut de Physique du Globe de Paris ont amélioré la compréhension des mécanismes éruptifs des volcans. En retour, les connaissances ont permis de perfectionner les méthodes de surveillance et les prévisions des éruptions.

La dernière crise éruptive, au piton de la Fournaise, a débuté le 11 septembre 2016 et sa phase effusive s'est terminée le 18 septembre 2016.

Au cours de l'année 2015, l'OVPF a relevé :

- 6 555 séismes volcano-tectoniques sommitaux ;
- 1 162 séismes profonds sous l'édifice ;
- 145 séismes locaux (profonds sous l'ensemble de l'île) ;
- 8 247 effondrements dans le Cratère Dolomieu ;
- 4 éruptions volcaniques sur 74 jours.

A2. Le protocole d'alerte de risque volcanique

Lors d'une crise éruptive, il est primordial d'être capable d'estimer finement le lieu et la direction empruntée par le magma. Ces informations permettent notamment de déclencher l'alerte auprès de la préfecture et ainsi, de déclencher les plans de secours adaptés.

Les sismomètres informent de l'intensité du phénomène en cours. Le réseau dit réseau de données lentes (inclinomètres, extensomètres et GPS) mesure les déformations terrestres à échelle de temps plus longues (de quelques dizaines de minutes à plusieurs jours).

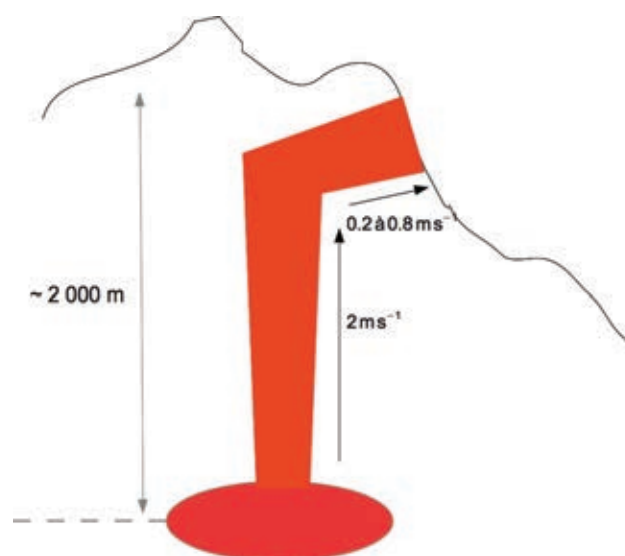


Figure 2 : chemin magmatique lors d'une crise éruptive

Ces données décrivent le comportement lié aux injections de magma des volcans. Elles permettent de déterminer précisément les directions et les durées des poussées magmatiques selon un processus qui se déroule de manière générale en deux phases :

1. un mouvement rapide vertical ($\approx 2 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$) de la chambre magmatique jusqu'à la surface sur une durée comprise entre 10 et 50 minutes, et ;
2. un mouvement latéral ($\approx 0.2 \text{ à } 0.8 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$) contenu dans les fissures et durant quelques dizaines de minutes à plusieurs heures.

A3. Recherche expérimentale

Modéliser la géométrie du chemin magmatique est primordial pour la sécurité des populations dans les zones aux volcans actifs (des études ont été menées de manière similaire sur les volcans Kilauea à Hawaï et sur l'Etna en Sicile).

La corrélation entre les données relevées lors des crises éruptives permet de comprendre la dynamique des chemins empruntés par le magma. Les données relevées apportent une description précise chronologique de l'injection du magma, depuis la rupture de la chambre magmatique ($\approx 2\,000 \text{ m}$ de profondeur pour le piton de la Fournaise), et durant la progression du magma jusqu'à l'éruption en surface.

L'affinement des modèles fait toujours l'objet de recherches par les équipes de l'OPVF et l'IPGP.

L'étude proposée analyse le fonctionnement de certaines parties du système d'observation du piton de la Fournaise. Ce sujet est constitué de 4 parties et leurs sous parties totalement indépendantes, qui peuvent être traitées dans un ordre quelconque :

- Partie B1 - mesure de l'inclinaison du sol ;
- Partie B2 - échantillonnage et traitement des signaux ;
- Partie B3 - horodatage, structure et transmission réseau des données ;
- Partie B4 - transmission radiofréquence des données.

B1. Mesure de l'inclinaison du sol

Cette partie a pour objectifs de valider les procédés d'alimentation, de conditionnement des signaux et de caractériser la précision des mesures des inclinomètres.

Deux types d'inclinomètres sont principalement utilisés sur le site du piton de la Fournaise :

- inclinomètre à bulle ;
- inclinomètre de type BLUM (non étudié dans ce sujet).

La figure 3 présente un relevé type des données inclinométriques. Ces relevés de la sous-station ENOI (intégrant un inclinomètre à bulle) présentent, hors période de crise éruptive, les variations d'inclinaison dues à l'attraction de la croûte terrestre par le soleil et la lune, ces variations sont appelées marées terrestres. Ces données sont également corrélées avec la température de la roche.

Les inclinomètres sont installés sur site par couple, dans deux directions quasi perpendiculaires (radiale-tangentielle ou NS-EO). Chaque capteur est sensible à la projection orthogonale du vecteur déformation (inclinaison) sur sa direction de sensibilité.

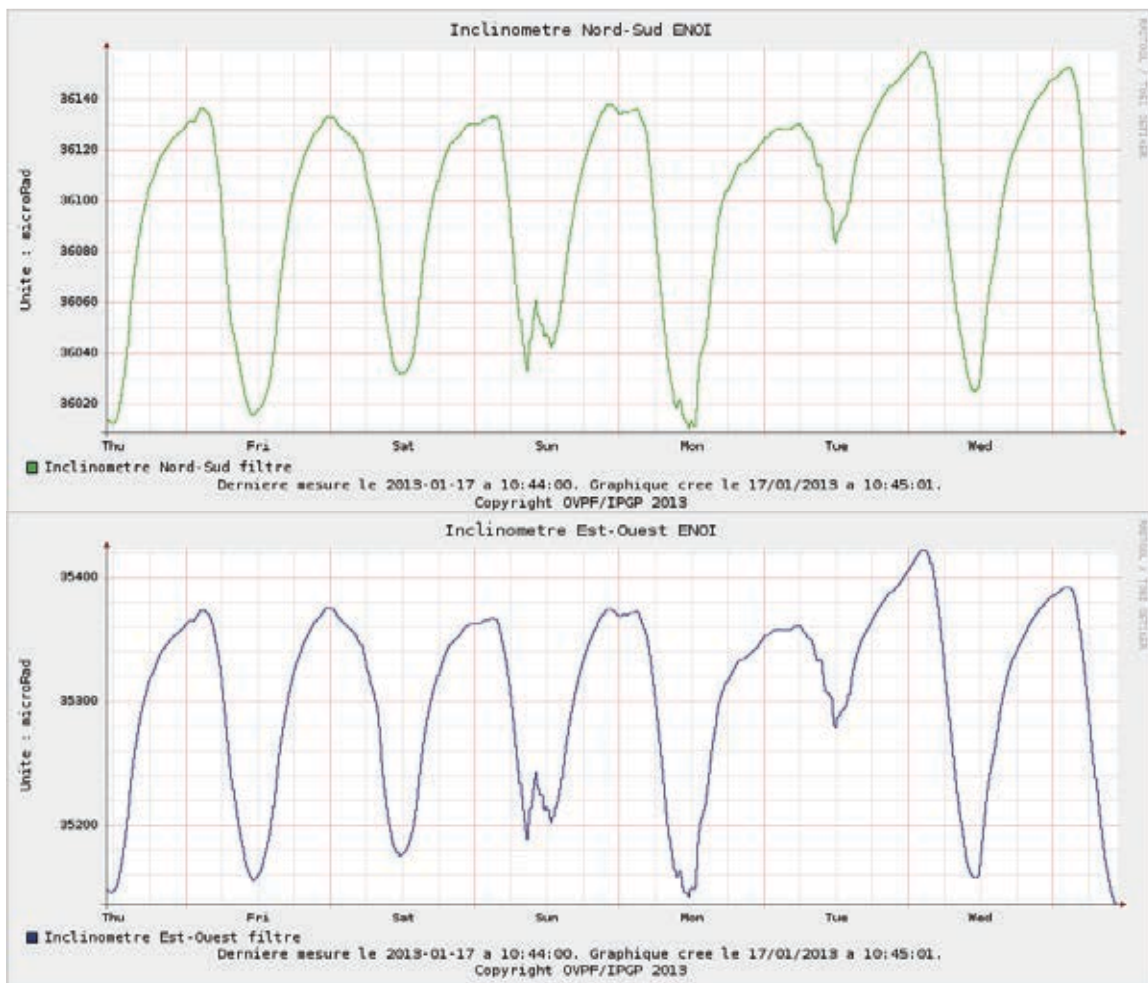


Figure 3 : relevés des inclinomètres à bulle de la station ENOI

Le principe de fonctionnement de ce type de capteur repose sur l'influence de la gravité déplaçant une bulle d'air contenue dans un liquide résistif lors d'une variation du niveau de référence. Cette variation de position est traduite au niveau électrique par une variation de résistance.

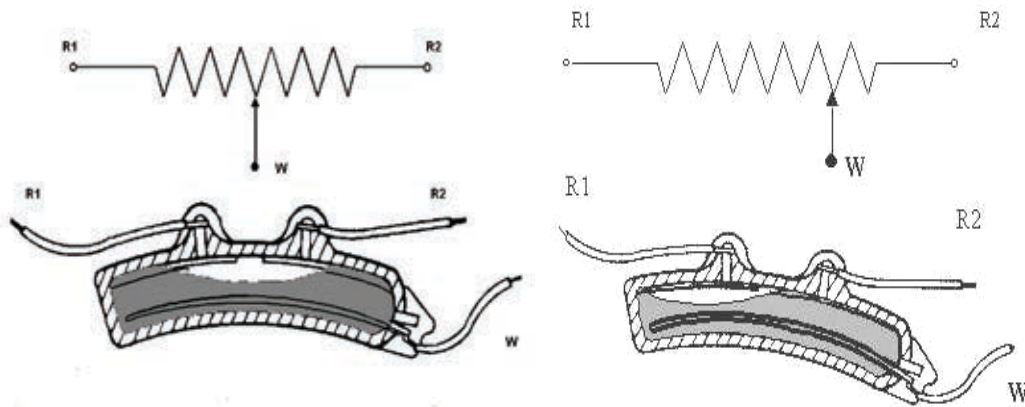
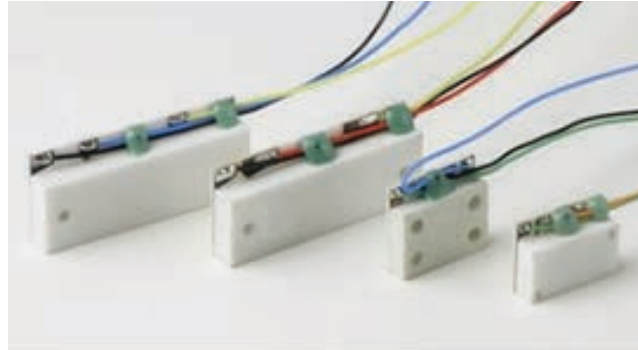


Figure 4 : inclinomètre à bulle

Ce type de capteur nécessite une polarisation alternative afin d'éviter un phénomène d'électrolyse.

Les signaux étudiés seront repérés sur les schémas structurels par UX.Y avec U référence pour un circuit intégré, X référence du composant et Y numéro de la broche.

B.1.1 Étude du dispositif d'alimentation de l'inclinomètre à bulle

Le capteur mis en œuvre dans la station ENOI a pour référence SH50055-A-009 (voir document technique DT4).

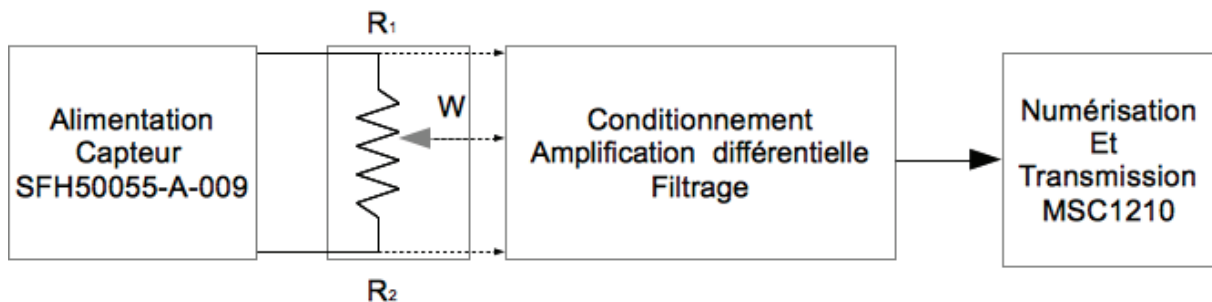


Figure 5 : alimentation des inclinomètres et acquisition des signaux

Le schéma structurel relatif à cet ensemble est fourni dans le document technique DT1.

Le signal délivré par l'oscillateur X1 a pour fréquence 1 MHz. Le composant référencé U7-74HCT4060 (document technique DT2) est un compteur binaire à 14 étages (ou diviseur de fréquence de 14 bits).

Q.1) À partir du schéma structurel fourni dans le document technique DT1 et du document constructeur DT2, déterminer la fréquence du signal présent sur la sortie Q11 du circuit intégré U7 (broche U7.1).

Lors du tracé des chronogrammes, on supposera les composants parfaits. On néglige les temps de commutation. +5VREF (Document technique DT1) est une source de tension considérée parfaite de 5 V (impédance nulle).

Q.2) À partir du document constructeur du circuit intégré ADG774, fourni dans le document technique DT3, tracer, sur le document réponse DR1, les chronogrammes des tensions VD1 (broche U5.4) et VD2 (broche U5.7) du circuit intégré AD774. Tracer et caractériser la tension d'alimentation (VD1 – VD2) de l'inclinomètre.

Q.3) Expliquer la signification du terme « résistance R_{on} » du commutateur analogique ADG774 (document technique DT3) et relever la résistance nominale typique du capteur inclinomètre SPECTRON SH50055-A-009 (document technique DT4).

Modéliser le circuit électrique équivalent de l'alimentation du capteur inclinomètre (la résistance de l'inclinomètre varie entre 800 Ω et 1 200 Ω).

En déduire l'intervalle possible des valeurs des tensions d'alimentation de ce capteur.

La tension VREF constitue une référence de tension de conversion pour corriger les imperfections inhérentes aux circuits analogiques. Ce signal est connecté à une entrée du convertisseur analogique numérique du circuit intégré MSC1210 dont un extrait de documentation est fourni dans le document technique DT7 (entrée d'impédance considérée infinie).

Q.4) Tracer sur le document réponse DR1 les chronogrammes des tensions VD3 (broche U5.9) et VD4 (broche U5.12). Tracer et caractériser la tension VREF. À partir du modèle électrique lié à l'entrée du convertisseur, argumenter sur la validité de cette tension vis-à-vis de l'alimentation du capteur.

Un dispositif de repolarisation des tensions issues du capteur est mis en œuvre et cet inclinomètre est connecté à un ensemble amplificateur d'instrumentation et filtre. Les unités des sensibilités sont en minutes d'arc (soit $1/60^{\text{ème}}$ de degrés) et en secondes d'arc (soit $1/3\ 600^{\text{ème}}$ de degrés).

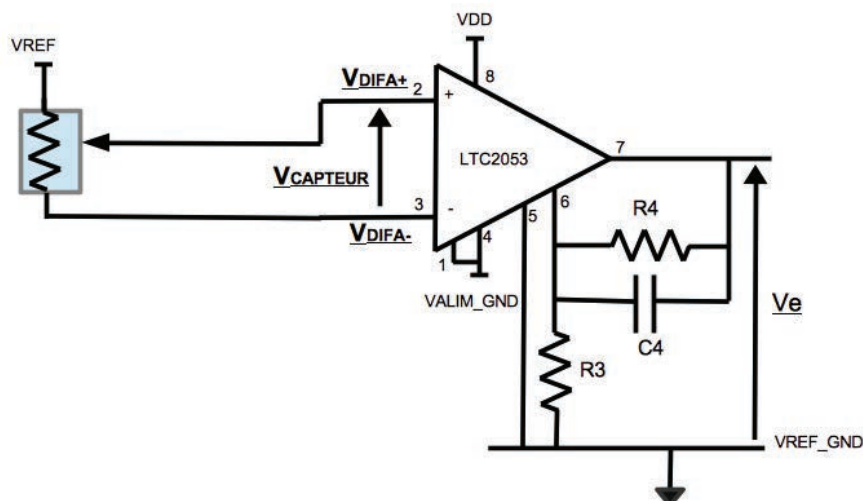
On considère une sensibilité S_c de $0,5\ mV \cdot arcsecond^{-1}$. La sensibilité du capteur détermine l'évolution de sa tension de sortie en fonction de sa grandeur d'entrée.

Q.5) Calculer la sensibilité S_c de l'inclinomètre en $mV \cdot \mu rad^{-1}$.

B.1.2 Conditionnement, amplification différentielle et filtrage analogique

Cette partie porte sur l'étude des structures d'amplification différentielle et de filtrage analogique des signaux de l'inclinomètre ($V_{CAPTEUR}$). Les schémas structurels simplifiés sont présentés figures 6 et 7.

Le circuit LTC2053 est un amplificateur d'instrumentation et le circuit intégré LTC1050 est un amplificateur opérationnel de type chopper. L'étude fait l'hypothèse simplificatrice de composants parfaits.



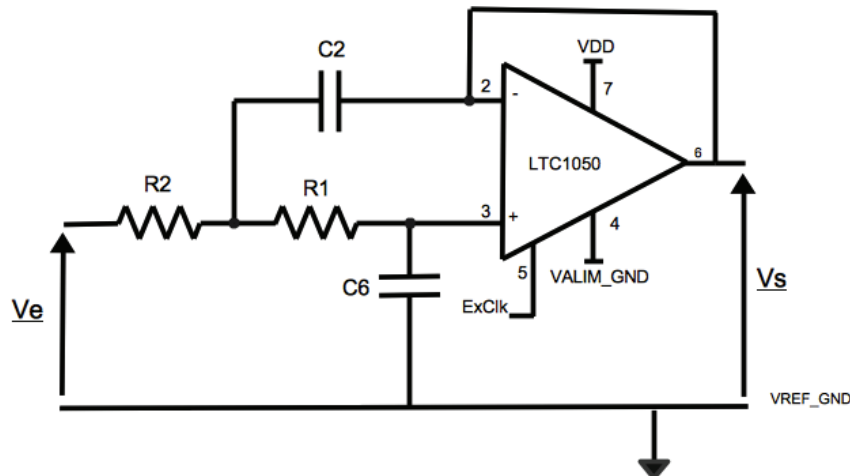
Avec : $R3 = 10\ k\Omega$; $R4 = 10\ k\Omega$; $C4 = 0,1\ \mu F$.

Figure 6 : amplification différentielle des issues des inclinomètres

La documentation constructeur du composant LTC2053 est fournie dans le document technique DT5. Le capteur, solidaire de la roche, est distant de quelques dizaines de centimètres de la centrale d'acquisition.

Q.6) Expliquer l'intérêt d'introduire une liaison différentielle entre le capteur et la cellule d'amplification-filtrage. Exprimer la fonction de transfert $H(j\omega)$ entre la sortie V_e et les potentiels V_{DIFA+} et V_{DIFA-} .

Le signal V_e image de la tension du capteur est ensuite filtré avant échantillonnage.



Avec : $R1 = 523 \text{ k}\Omega$; $R2 = 976 \text{ k}\Omega$; $C2 = 2,2 \text{ }\mu\text{F}$ et $C6 = 1 \text{ }\mu\text{F}$.

Figure 7 : filtrage analogique

La documentation constructeur du composant LTC1050 est fournie dans le document technique DT6.

Q.7) Exprimer, sous forme canonique, la fonction de transfert $T(j\omega) = \frac{V_s}{V_e}$ de la structure construite autour du composant LTC1050. Cette dernière comprend les composants $R1$, $R2$, $C2$ et $C6$. Préciser le type de filtre réalisé, la pulsation de coupure ω_0 et le coefficient d'amortissement m .

Q.8) Énoncer et justifier les critères de choix technologiques à privilégier pour les composants passifs à mettre en œuvre.

La sortie V_s est numérisée par le convertisseur analogique numérique intégré au composant MSC1210 (voir documentation technique DT7). La résolution effective de ce convertisseur est de 22 bits. La tension d'alimentation du capteur est de 5 V.

Q.9) En négligeant les imperfections liées aux circuits analogiques, déterminer la résolution angulaire numérique liée uniquement aux performances du convertisseur analogique numérique.

Comparer cette valeur à la résolution angulaire du capteur inclinomètre SPECTRON SH50055-A-009.

La figure 8 schématise la variation de l'inclinaison naturelle sur un flanc de cratère.

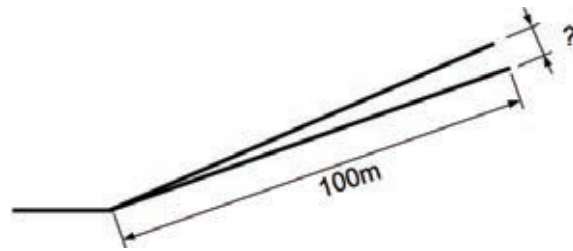


Figure 8 : détection de la pseudo-variation de hauteur

On considère un positionnement du capteur à la base d'un cratère d'une centaine de mètres de pente (cf Figure 8).

Q.10) En tenant compte des paramètres précédents et en faisant l'hypothèse d'un modèle solide parfait pour le cratère, conclure quant à la pseudo-variation de hauteur détectable.

B2. Échantillonnage et traitement numérique des signaux

Cette partie a pour objectifs de valider les structures programmées de traitement des signaux implémentées au sein des stations de mesure.

Lors d'une crise éruptive, les variations d'inclinaison se mesurent sur plusieurs dizaines de minutes pour les temps les plus courts sous la forme d'une pseudo-sinusoïde amortie. Ces données sont corrélées par la suite aux mesures relatives à une journée dans les mêmes conditions météorologiques.

La figure 9 présente les données filtrées et non filtrées numériquement issues des inclinomètres de la station DSOI du piton de la Fournaise lors de la crise éruptive du 4 Février 2015.

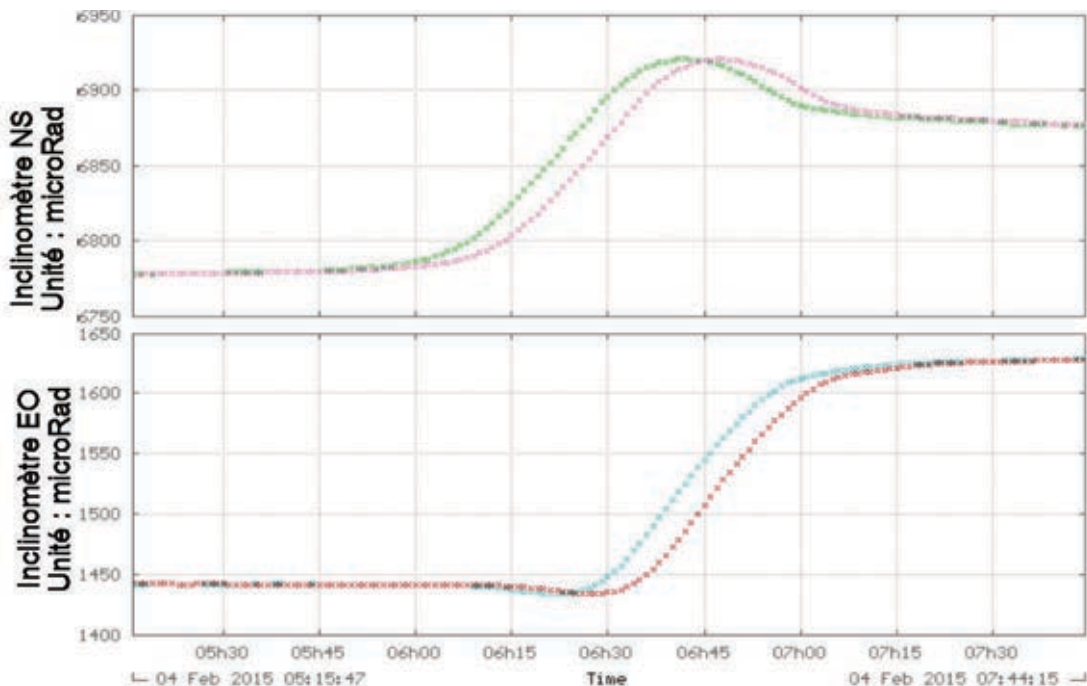


Figure 9 : données inclinométriques à 1 pt par minute

Le système de numérisation et de traitement des signaux est basé sur le composant MSC1210 (document technique DT7). La structure analogique du MSC1210 intègre un amplificateur faible bruit à gain programmable et un système d'auto-calibration permettant des mesures de l'ordre du nV .

B.2.1 Filtrage numérique

Les signaux inclinométriques bruts sont perturbés par les séismes, dont les composantes fréquentielles sont comprises entre quelques Hz et quelques dizaines de Hz.

Le but de cette partie est de valider le dimensionnement et la conception des filtres numériques à mettre en œuvre afin d'extraire les signaux inclinométriques pertinents.

Q.11) À partir des données fournies à la figure 9, estimer l'ordre de grandeur de la largeur de bande nécessaire au relevé uniquement des signaux issus des variations d'inclinaison.

Q.12) Dans le cadre de la numérisation des signaux des inclinomètres, en considérant une numérisation des données à un point par minute, argumenter sur la conception et la réalisabilité technologique d'un filtre analogique anti-repliement en amont du convertisseur.

En tenant compte de la sensibilité angulaire des capteurs inclinométriques et du système de conditionnement associé permettant une entrée pleine échelle de $5 V$, la résolution du convertisseur doit être de l'ordre de $1 \mu V$.

Q.13) Justifier la nécessité d'une résolution effective de 22 bits du convertisseur analogique numérique. Exprimer puis calculer la dynamique en dB du convertisseur. La documentation constructeur précise une erreur de linéarité intégrale (INL) de $\pm 0,0015 \% \text{Full ScaleRange (FSR)}$. Expliciter cette caractéristique.

La solution technologique retenue par l'Observatoire Volcanologique du Piton de la Fournaise consiste dans un premier temps à sur-échantillonner le signal. Au départ, chaque voie échantillonne les signaux à la fréquence de 340 Hz.

Un filtre passe-bas anti-repliement d'ordre 2 de fréquence de coupure à 0,15 Hz est placé en amont du convertisseur analogique numérique.

Q.14) Argumenter sur les limites d'efficacité de ce filtre vis à vis de la condition de Shannon.

Une procédure d'autocalibration tenant compte des tensions d'alimentation des capteurs est réalisée et certains échantillons sont systématiquement écartés de la mesure. Au final, uniquement 3 échantillons par seconde sont conservés ($F_e = 3 \text{ Hz}$).

Les échantillons sont filtrés et décimés par étage au sein du calculateur. En partant d'une fréquence $F_e = 3 \text{ Hz}$, on procède après chaque filtrage à une décimation des échantillons par un rapport de 12, 5 et 3 pour obtenir un échantillonnage à 1 point par minute. Cette décimation est réalisée par prélèvement d'un échantillon sur le facteur de décimation défini.

On notera cependant que l'évolution actuelle du système repose sur un relevé de l'ordre de 1 point par seconde pour la transmission des données.



Figure 10 : filtrage et décimation des échantillons

Les entrées du convertisseur sont non-bufférisées, l'amplificateur à gain programmable est positionné sur PGA = 1 et la fréquence FACLK = 11 059 200 Hz.

Q.15) À partir de la documentation constructeur fournie dans le document technique DT7, calculer l'impédance d'entrée du convertisseur analogique numérique. Préciser les contraintes à prendre en compte vis à vis de sa structure d'entrée.

On s'intéresse à l'implémentation du filtre 3. La fréquence d'échantillonnage à ce niveau est de 50 mHz.

Le cahier des charges retenu précise un signal dans la bande passante utile allant jusqu'à 1 mHz pour une dynamique de 110 dB. La dynamique a été volontairement réduite afin de réduire la complexité et les temps des calculs inhérents au filtrage numérique.

Q.16) Calculer la fréquence à laquelle cette atténuation de 110 dB doit être respectée. Justifier la nécessité de filtrer le signal par un filtre passe-bas d'ordre 4 conformément aux conditions de Shannon.

Une méthode de conception d'un filtre numérique repose sur la transposition dans le domaine discret en z d'un filtre analogique dont les caractéristiques sont satisfaisantes pour l'application voulue. Dans le cadre du réseau instrumenté, la fonction d'approximation par polynôme de Butterworth a été retenue.

Un polynôme de Butterworth du n -ième ordre est obtenu à partir des pôles (racines) générés par les relations suivantes :

$$p_k = \begin{cases} e^{\frac{jk\pi}{N}} & \text{pour } N \text{ impair} \\ e^{\frac{j(2k+1)\pi}{2N}} & \text{pour } N \text{ pair} \end{cases}$$

Q.17) Énoncer deux autres fonctions d'approximation par polynôme des filtres dans le domaine continu. Présenter succinctement leurs avantages et leurs inconvénients.

Q.18) Exprimer la fonction de transfert du filtre de Butterworth d'ordre 4 dans le domaine continu.

Une méthode de transposition est la transformée bilinéaire, permettant le passage du domaine continu au domaine discret. Cette équivalence est donnée par la relation :

$$p = \frac{2}{T_e} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right)$$

Q.19) Énoncer le type de filtre numérique réalisé. À partir de la fonction de transfert obtenue précédemment, par calcul numérique, le filtre d'ordre 4 est décomposé en deux filtres d'ordre 2 cascades en série dont les fonctions de transfert sont :

$$T_1(p) = \frac{1}{p^2 + 1.848p + 1}$$

$$T_2(p) = \frac{1}{p^2 + 0.768p + 1}$$

Exprimer les fonctions de transfert en z de ces deux filtres d'ordre 2.

Q20) Préciser les précautions à prendre quant au calcul du filtrage des échantillons au vu de l'architecture du calculateur à virgule fixe. Énoncer les avantages et inconvénients de ce type d'architecture vis à vis des architectures à virgule flottante.

Q21) En considérant à présent une décimation par moyennage des échantillons, exprimer la fonction de transfert en z du filtre lié à la décimation par un facteur 3.

Q.22) Exprimer la fonction de transfert dans le domaine continu correspondant. Conclure quant au type de filtre réalisé.

On considère une résolution effective du convertisseur analogique numérique sur 22 bits.

Q.23) Calculer l'erreur de quantification et en déduire la puissance du bruit de quantification. Montrer que le rapport signal sur bruit dans un système d'acquisition numérique s'exprime par : $SNR = (6,02 \cdot ENOB) + 1,76$
SNR : Signal to Noise Ratio et ENOB : Effective Number Of Bits.

Q.24) À partir des calculs précédents, justifier l'amélioration du rapport signal sur bruit lors d'un sur-échantillonnage du signal si on considère un bruit blanc gaussien centré non corrélé à une source liée au système d'acquisition. Quantifier l'augmentation du rapport signal sur bruit et de l'ENOB en fonction du facteur de sur-échantillonnage. On pourra s'appuyer sur le traitement numérique post échantillonnage pour justifier le raisonnement mené.

Une mission principale de l'OVPF est de donner l'alerte lors d'une éruption (notamment du fait de la présence potentielle de randonneurs sur site).

Q.25) À partir de la figure 9 et des analyses précédentes, conclure quant à la robustesse de ce système.

B.3 Horodatage, structure et transmission réseau des données

Cette partie a pour objectifs d'étudier l'horodatage des données mesurées par les stations et la transmission des données sur le réseau de données lentes, avant la transmission par voie hertzienne à l'observatoire.

B.3.1 Horodatage des données

Chaque station autonome possède sa propre horloge temps-réel embarquée.

L'horodatage des données est réalisé par la mise en œuvre du périphérique timer 16 bits (architecture en virgule fixe) du microcontrôleur MSC1210 et par la synchronisation corrective de celui-ci par le signal PPS (Pulse Per Second) d'un GPS couplé à la station de mesure. La précision du signal PPS est de $1 \mu s$.

La synchronisation permanente par signal PPS du GPS nécessiterait son alimentation permanente, pénalisant ainsi la consommation énergétique du système autonome.

Deux types de synchronisation vont être traitées :

- synchronisation à la milliseconde près, dont le but est de proposer des données valides pour les activités de recherche, afin de construire une modélisation 3D des déformations des cratères ;
- synchronisation à la seconde près pour l'horodatage des données transférées à l'observatoire.

Le comptage par incrémentation des signaux d'horloge à la période générée par l'oscillateur à quartz ($F = 11\,059\,200 \text{ Hz}$) permet de générer un signal d'interruption lorsque la valeur prédéfinie dans le registre timer est atteinte.

La documentation constructeur de l'oscillateur à quartz est fournie dans le document technique DT8.

Q.26) Déterminer la valeur (que l'on notera Fd) la plus appropriée à programmer dans le registre timer 16 bits afin de générer un signal d'interruption toutes les 1 ms. Préciser l'erreur temporelle associée.

Q.27) Justifier la nécessité de synchroniser l'horloge temps réel en calculant l'erreur pour chaque seconde de fonctionnement et l'erreur cumulée sur une journée.

L'oscillateur à quartz (document technique DT8) a pour référence 11.0EJ ASV E8F ($F = 11\,059\,200 \text{ Hz}$).

Q.28) Présenter les avantages de la mise en œuvre d'un oscillateur à quartz (en comparaison avec un quartz simple) et déterminer la plage de variation de fréquence liée à sa précision intrinsèque.

Q.29) Présenter les facteurs influant sur la précision de sa fréquence d'oscillation et les valeurs des tolérances associées.

Pour améliorer la précision de la synchronisation à la seconde, l'algorithme mis en œuvre s'appuie sur les erreurs prédictibles de la synchronisation à la milliseconde (avance temporelle lorsque le registre timer est positionné sur la valeur Fd et retard temporel pour la valeur $Fd + 1$).

Le cas idéal de synchronisation à la milliseconde amènerait à la relation :

$$\frac{F_{quartz}}{Fd} = 1\,000$$

Pour corriger cette imperfection, cet algorithme implémente sur 100 slots temporels de 10 ms le calcul d'un nombre K slots (K allant de 0 à 100) où le signal d'interruption est généré par le comptage de Fd impulsions, et un nombre $(100 - K)$ slots où le signal d'interruption est généré par le comptage de $Fd + 1$ impulsions conformément à la relation suivante :

$$\frac{F_{quartz}}{1\,000} = \frac{Fd \cdot [K] + (Fd + 1) \cdot [100 - K]}{100}$$

Q.30) Pour un quartz parfait, calculer la valeur de K annulant théoriquement les erreurs à la synchronisation à la seconde.

Q.31) En considérant un quartz réel, proposer une piste de solution logicielle de correction tenant compte de l'écart Δt entre le signal PPS et l'horloge temps réel calculé en précisant les variables à modifier.

B.3.2 Étude partielle de la structure et de la transmission des données des stations de mesure à l'OVPF

Cette sous-partie a pour objectifs l'étude de la structure, du codage de l'encapsulation et de la transmission des données collectées.

Les données échantillonnées et traitées sont transmises par une liaison série asynchrone entre le microcontrôleur MSC1210 et un système linux embarqué. La mise en forme des données est réalisée sur le système Linux embarqué et ces données sont transmises sur une interface réseau.

Le format de transmission d'un fichier de données lentes 1 point par minute repose sur la transmission de caractères codés ASCII :

Date	Heure	Temp	V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7	V8
02/04/2014	00:00:00	7.579607	0.008031	2.314254	1.710203	0.007559	4.971816	2.546045	2.537581	4.063140
02/04/2014	00:00:01	7.579379	0.008031	2.314253	1.710202	0.007559	4.971817	2.546045	2.537580	4.063138
02/04/2014	00:00:02	7.579359	0.008032	2.314253	1.710202	0.007559	4.971817	2.546045	2.537580	4.063137
02/04/2014	00:00:03	7.579342	0.008032	2.314252	1.710201	0.007558	4.971817	2.546046	2.537579	4.063137
02/04/2014	00:00:04	7.579313	0.008032	2.314251	1.710199	0.007558	4.971818	2.546046	2.537577	4.063136

Figure 11 : fichier de données mesures lentes

Q.32) Estimer le volume de données nécessaire à la transmission des données voie 1 (notée V1 à la figure 11) à voie 8 (notée V8 à la figure 11) sur une heure. Proposer une autre possibilité du codage des données (V1 à V8) permettant de réduire le volume transmis. Déterminer la taille du fichier résultant.

Q.33) Présenter succinctement le mécanisme de transfert de données sur une transmission série asynchrone UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter) et énoncer les taux usuels de transferts de données.

À la réception des informations sur le port série, les informations sont stockées dans un fichier de la mémoire interne du module Linux embarqué, puis sont retransmises sur le réseau par le protocole seedlink. Ce protocole nécessite un service orienté connexion se reposant sur le protocole TCP.

Une description du PDU du protocole TCP est fournie dans le document technique DT9.

Q.34) Conclure quant au choix du protocole TCP en spécifiant les services offerts et la couche du modèle OSI à laquelle il appartient.

B.4 Transmission radiofréquence des données

Cette partie a pour objectifs de valider le dimensionnement des dispositifs de transmission des données entre les stations de mesure et l'observatoire volcanologique, d'analyser le procédé de modulation et les conséquences spectrales des imperfections liées aux amplificateurs d'émission.

B.4.1 Bilan de liaison

Deux liens hyperfréquences sont mis en œuvre permettant une redondance des chemins pour la transmission des informations entre les stations de mesure et l'observatoire volcanologique. Dans cette partie, un seul lien hyperfréquence sera traité.

Un premier lien va de l'observatoire au piton de Basalte (10 km), puis entre le piton de Basalte au piton de Partage et enfin entre le piton de Partage (8 km) vers les stations de mesures.

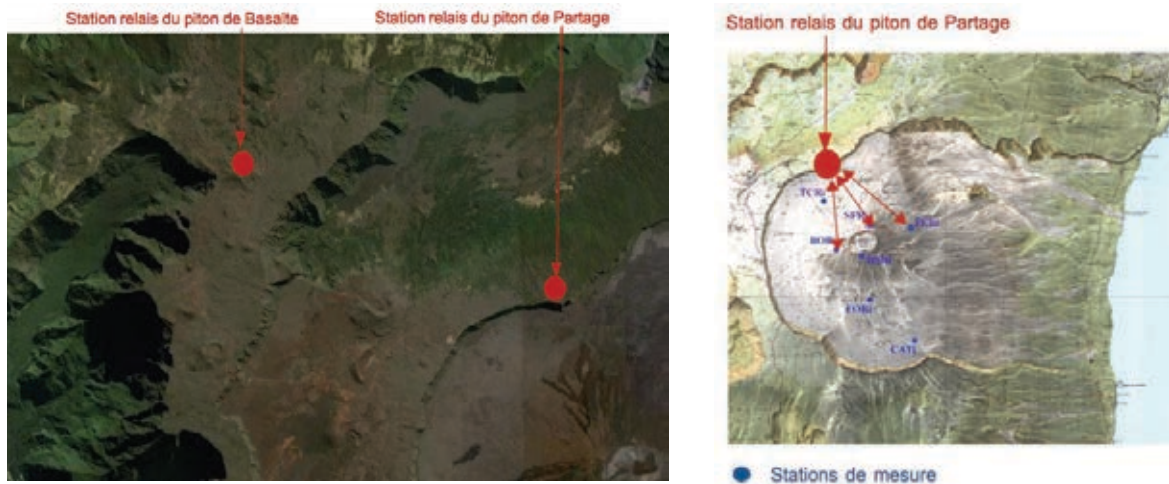


Figure 12 : stations relais et stations de mesure sur le site du piton de la Fournaise

Les antennes mises en œuvre dans le système de transmission sont :

- antenne Grid parabolique directive AG-HP-5G27 ;
- antenne sectorielle AM-5G17-90.

Un extrait de la documentation constructeur des antennes est fourni dans le document technique DT10.

La liaison s'effectue dans la bande des 5 GHz.

On rappelle l'expression de l'atténuation en dB en espace libre en fonction de la distance d et de la longueur d'onde λ .

$$A = 20 \cdot \log \left(\frac{4\pi \cdot d}{\lambda} \right)$$

Q.35) Proposer un choix judicieux de type d'antenne en terme de directivité à préconiser entre l'observatoire et la station relais du piton de Basalte, entre la station relais du piton de Basalte et la station relais du piton de Partage, et enfin entre la station relais du piton de Partage et les stations de mesure de l'enclos du volcan.

Q.36) Expliquer succinctement ce que permet un bilan de liaison et rappeler la signification des unités dBi et dBm. Préciser ce que représente le paramètre S_{11} et sa relation avec le ROS (rapport d'onde stationnaire ou VSWR).

Q.37) À partir des caractéristiques de l'antenne AM-5G17-90 fournies dans le document technique DT10, choisir et justifier les fréquences optimales pour les transmissions.

Dans l'étude du bilan de liaison entre le piton de Basalte et le piton de Partage, on fait l'hypothèse simplificatrice que les pertes liées aux liens filaires, à la connectique et aux autres pertes diverses seront considérées nulles.

La puissance avant l'antenne d'émission est normée à 20 dBm. Les gains des antennes d'émission et de réception seront respectivement notés G_{AE} et G_{AR} .

Une marge de 10 dB est systématiquement prise en compte dans le bilan de liaison.

Le tableau ci-dessous présente les sensibilités de réception liées aux spécifications de la couche physique :

Data rate (Mbits/s)	Minimum sensitivity (dBm)	Adjacent channel rejection (dB)	Alternate adjacent channel rejection (dB)
6	- 82 dBm	16	32
9	- 81 dBm	15	31
12	- 79 dBm	13	29
18	- 77 dBm	11	27
24	-74 dBm	8	24
36	-70 dBm	4	20
48	-66 dBm	0	16
54	-65 dBm	-1	15

Figure 13 : caractéristique débits/puissances

Q.38) Établir le bilan de liaison théorique entre le piton de Basalte et le piton de Partage. Argumenter sur l'influence du paramètre S_{11} , présenté dans le document technique DT10, dans ce bilan de liaison.

Q.39) Calculer la puissance en mW nécessaire à une réception optimale et la puissance minimale requise pour que la connexion subsiste. Conclure en précisant les facteurs influents sur la dégradation de la qualité d'une liaison hertzienne.

B.4.2 Modulation OFDM

Q.40) Donner la signification du sigle OFDM et expliquer succinctement le principe de modulation correspondant.

Pour répartir les données à transmettre, on groupe les symboles c_k par paquets de N . Les symboles c_k sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par une constellation associée à la BPSK, QPSK, 16QAM, ou 64QAM. La séquence de N symboles c_0, c_1, \dots, c_{n-1} constitue un symbole OFDM.

Le k -ième train de symbole parmi les N trains est modulé par une fréquence f_k , k variant entre 0 et $n-1$.

Q.41) Représenter les diagrammes de constellation pour les codages BPSK et QPSK.

Q.42) Montrer que ces symboles c_k modulés aux fréquences f_k peuvent s'exprimer sous la forme suivante :

$$s(t) = \sum_{i=0}^n (c_k e^{j2\pi f_k t})$$

Justifier alors la forme de synthèse d'une DFT inverse.

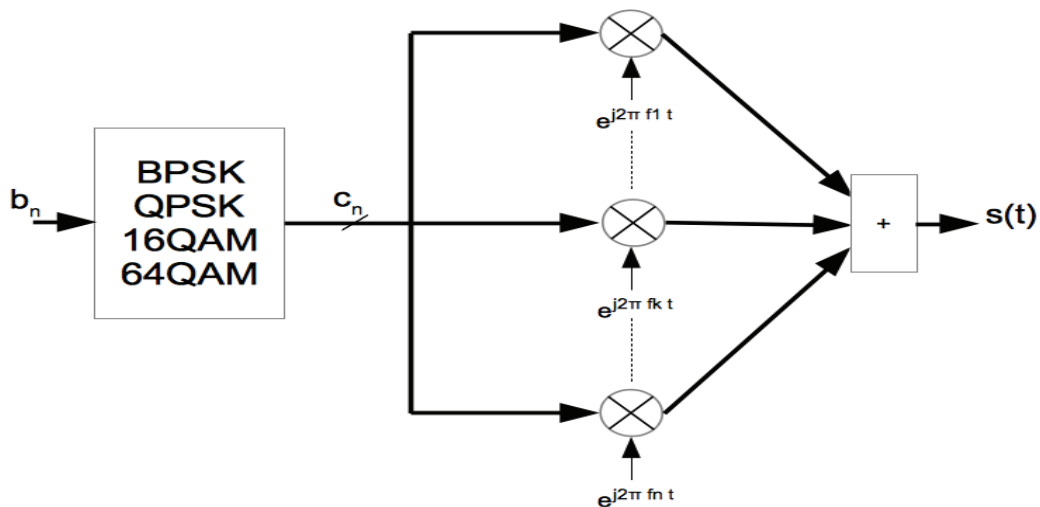


Figure 14 : transmission OFDM

Q.43) Afin de respecter les conditions d'orthogonalité (rappelées dans la relation ci-dessous) entre les porteuses (produit scalaire nul), montrer que l'espace fréquentiel à respecter est de $\frac{1}{T_s}$.

$$\int_0^{T_s} \cos(2\pi \cdot f_k \cdot t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_{k+1} \cdot t) dt = 0$$

Q.44) Les canaux multi-porteuses comportent des signaux pilotes. Indiquer le rôle de ces signaux.

Q.45) Les débits sont présentés dans le tableau ci-dessous. Justifier les débits des liaisons BPSK à 6 Mbits/s et 64 QAM à 48 Mbits/s en tenant compte d'un temps symbole de 4 μ s.

Data rate (Mbits/s)	Modulation	Coding Rate (R)	Coded bits per subcarrier (N_{BPSC})	Coded bits per OFDM symbol (N_{CBPS})	Data bits per OFDM symbol (N_{DBPS})
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16 QAM	1/2	4	192	96
36	16 QAM	3/4	4	192	144
48	64 QAM	2/3	6	288	192
54	64 QAM	3/4	6	288	216

Figure 15 : caractéristique codage/modulation OFDM

B.4.3 Distorsion d'intermodulation des amplificateurs d'émission

L'amplification en puissance des signaux radiofréquences peut présenter des phénomènes non linéaires de saturation provoquant une pollution spectrale. Une modélisation par approximation polynomiale de la caractéristique de l'amplificateur est de la forme : $S(t) = G_1e(t) + G_3e^3(t)$.

On considère le test IMD3 (Distorsion d'intermodulation de rang 3) dans lequel deux signaux sinusoïdaux de fréquences proches f_1 et f_2 sont soumis à l'amplificateur. Ces fréquences sont contenues dans la bande spectrale des canaux d'émissions.

Q.46) Déterminer les fréquences des signaux liées aux distorsions d'intermodulation d'ordre 3.

Q.47) Proposer un protocole expérimental, en précisant les équipements nécessaires, pour caractériser les effets de l'IMD3 de l'amplificateur d'émission.

Une modélisation plus fine de l'amplificateur conduirait à l'approximation de la forme : $S(t) = G_1e(t) + G_2e^2(t) + G_3e^3(t)$.

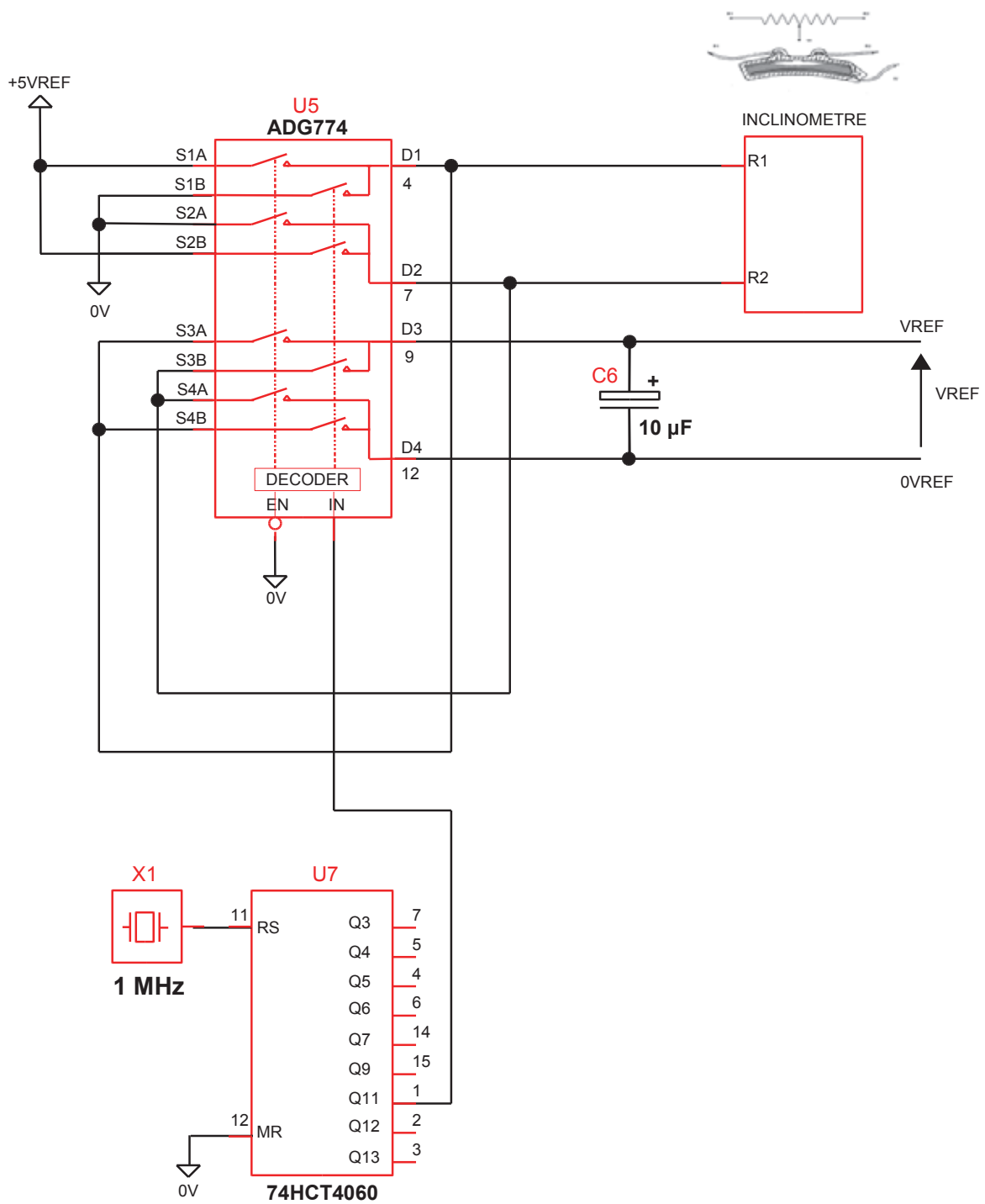
Q.48) Argumenter sur la non prise en compte des signaux de fréquences $2 \cdot f_1$, $2 \cdot f_2$, $f_1 + f_2$, et $f_1 - f_2$.

Q.49) Dans le cadre de la transmission de données full-duplex, utilisant des bandes fréquentielles identiques, conclure quant aux principaux inconvénients liés à une amplification d'émission de stations de mesure présentant un taux IMD3 trop important sur une zone géographique proche.

DOSSIER TECHNIQUE

DT1 : schéma partiel du dispositif d'alimentation de l'inclinomètre.....	page 2
DT2 : extrait document constructeur 74HC/HCT4060.....	page 3
DT3 : extrait document constructeur ADG774.....	page 5
DT4 : extrait document constructeur SH50055-A-009.....	page 7
DT5 : extrait document constructeur LTC2053.....	page 8
DT6 : extrait document constructeur LTC1050.....	page 9
DT7 : extrait document constructeur MSC1210.....	page 10
DT8 : extrait document constructeur quartz 11.0EJ ASV E8F.....	page 14
DT9 : PDU TCP et UDP.....	page 15
DT10 : extrait document constructeur des antennes.....	page 16

DT1 : extrait du schéma structurel partiel du dispositif d'alimentation de l'inclinomètre



74HC4060-Q100; 74HCT4060-Q100

14-stage binary ripple counter with oscillator
Rev. 2 — 10 April 2013 Product data sheet

1. General description

The 74HC4060-Q100; 74HCT4060-Q100 are high-speed Si-gate CMOS devices that comply with JEDEC standard no. 7A. They are pin compatible with Low-power Schottky TTL (LSTTL).

The 74HC4060-Q100; 74HCT4060-Q100 are 14-stage ripple-carry counter/dividers and oscillators with three oscillator terminals (RS, RTC and CTC), ten buffered outputs (Q3 to Q9 and Q11 to Q13) and an overriding asynchronous master reset (MR). The oscillator configuration allows design of either RC or crystal oscillator circuits. The oscillator may be replaced by an external clock signal at input RS. In this case keep the other oscillator pins (RTC and CTC) floating. The counter advances on the negative-going transition of RS. A HIGH level on MR resets the counter (Q3 to Q9 and Q11 to Q13 = LOW), independent of other input conditions. In the HCT version, the MR input is TTL compatible, but the RS input has CMOS input switching levels and can be driven by a TTL output by using a pull-up resistor to VCC.

This product has been qualified to the Automotive Electronics Council (AEC) standard Q100 (Grade 1) and is suitable for use in automotive applications.

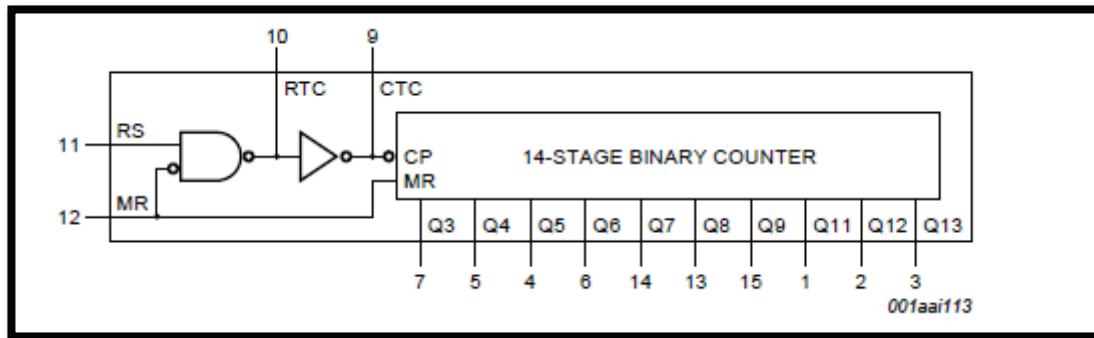
2. Features and benefits

- Automotive product qualification in accordance with AEC-Q100 (Grade 1)
- All active components on chip
- RC or crystal oscillator configuration
- ESD protection:
 - MIL-STD-883, method 3015 exceeds 2000 V
 - HBM JESD22-A114F exceeds 2000 V
 - MM JESD22-A115-A exceeds 200 V (C = 200 pF, R = 0 Ω)
- Multiple package options

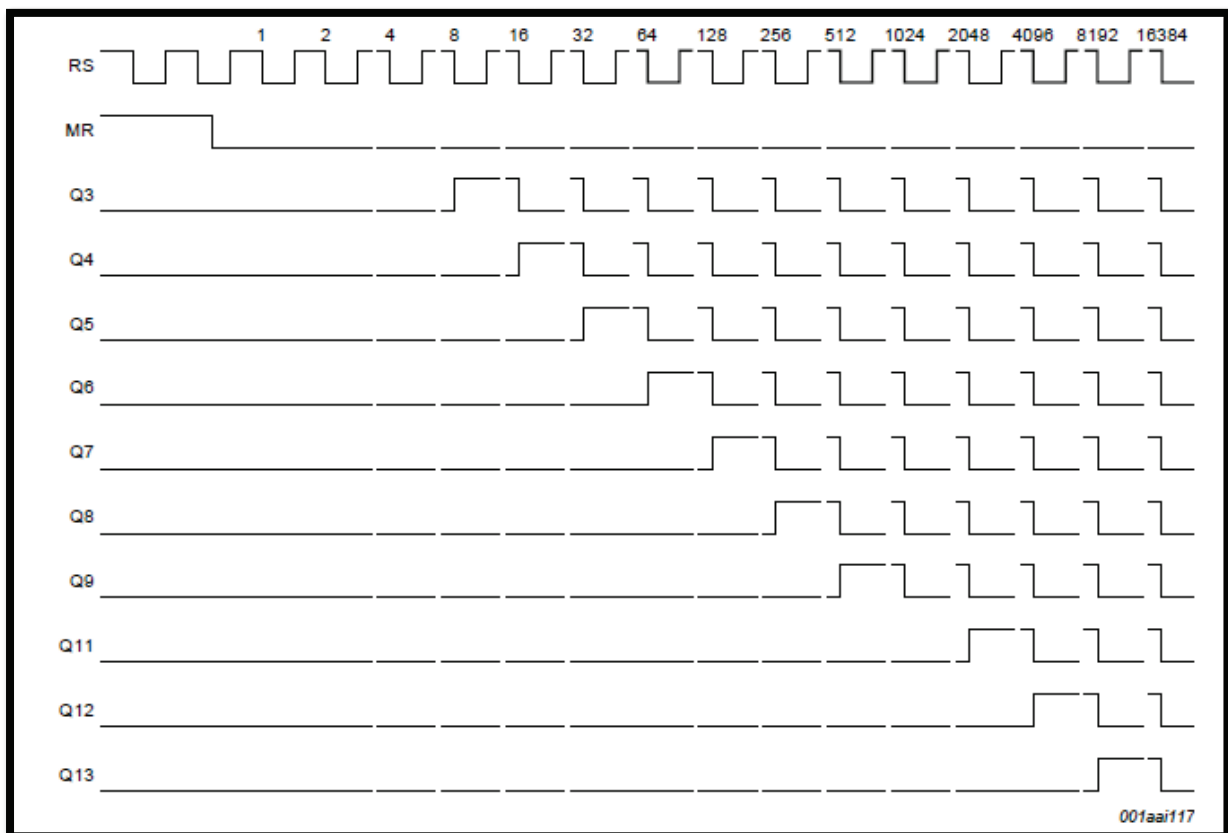
3. Applications

- Control counters
- Timers
- Frequency dividers
- Time-delay circuits

4. Functional diagram



5. Functional description



DT3 : extrait du document constructeur du ADG774



CMOS 3 V/5 V,
Wide Bandwidth Quad 2:1 Mux

ADG774

FEATURES

Low Insertion Loss and On Resistance: 2.2

Typical On Resistance Flatness 0.5 Ω

Typical Automotive Temperature Range

-40 °C to +125 °C

-3 dB Bandwidth = 240 MHz

Single 3 V/5 V Supply Operation

Rail-to-Rail Operation

Very Low Distortion: 0.5%

Low Quiescent Supply Current

Fast Switching Times

t_{ON} 7 ns

t_{OFF} 4 ns

TTL/CMOS Compatible

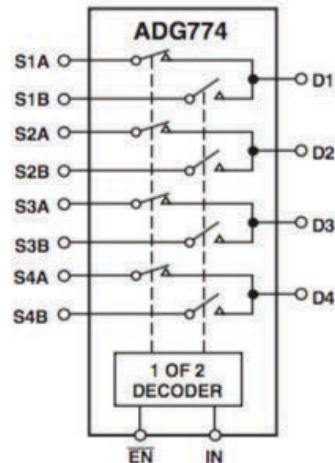
GENERAL DESCRIPTION

The ADG774 is a monolithic CMOS device comprising four 2:1 multiplexer/demultiplexers with high impedance outputs. The CMOS process provides low power dissipation yet gives high switching speed and low on resistance. The on resistance variation is typically less than 0.5 Ω with an input signal ranging from 0 V to 5 V.

The bandwidth of the ADG774 is greater than 200 MHz; this, coupled with low distortion (typically 0.5%), makes the part suitable for switching USB 1.1 data signals and fast Ethernet signals.

The on resistance profile is very flat over the full analog input range ensuring excellent linearity and low distortion when switching audio signals. Fast switching speed, coupled with high signal bandwidth, also makes the parts suitable for video signal switching. CMOS construction ensures ultralow power dissipation, making the parts ideally suited for portable and battery-powered instruments.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



The ADG774 operates from a single 3.3 V/5 V supply and is TTL logic compatible. The control logic for each switch is shown in the Truth Table. These switches conduct equally well in both directions when ON, and have an input signal range that extends to the supplies. In the OFF condition, signal levels up to the supplies are blocked. The ADG774 switches exhibit break-before-make switching action.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. Wide -3 dB Bandwidth, 240 MHz.
2. Ultralow Power Dissipation.
3. Extended Signal Range.

The ADG774 is fabricated on a CMOS process giving an increased signal range that fully extends to the supply rails.

4. Low Leakage Over Temperature.
5. Break-Before-Make Switching.

This prevents channel shorting when the switches are configured as a multiplexer.

6. Crosstalk Typically -70 dB @ 30 MHz.
7. Off Isolation Typically -60 dB @ 10 MHz

ADG774-SPECIFICATIONS
SINGLE SUPPLY (V_{DD}=5V, GND=0V)

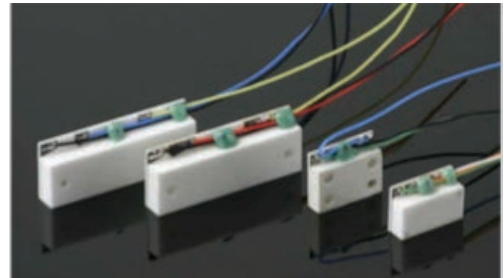
Parameter	+25°C	-40°C to 85 °C	-40°C to +125 °C	Unit	Test Conditions
ANALOG SWITCH					
Analog Signal Range	0V to V _{DD}			V	
On Resistance (R _{ON})	2.2			Ω typ	V _D = 0 V to V _{DD} , I _S = -10 mA
On Resistance Match between Channels (ΔR _{ON})	0.15	5	7	Ω max Ω typ	V _D = 0 V to V _{DD} , I _S = -10 mA
On Resistance Flatness (R _{FLAT(ON)})	0.5	0.5	0.5	Ω max Ω typ	V _D = 0 V to V _{DD} , I _S = -1 mA
		1	1	Ω max	

Truth Table

\overline{EN}	IN	D1	D2	D3	D4	Function
1	X	Hi-Z	Hi-Z	Hi-Z	Hi-Z	DISABLE
0	0	S1A	S2A	S3A	S4A	IN=0
1	1	S1B	S2B	S3B	S4B	IN=1

Electrolytic Tilt Sensors - SH50050 Ceramic Series

The SH 50050 Ceramic Series of single axis Electrolytic Tilt Sensors utilize advanced ceramic materials, bonded together with glass, resulting in a rugged hermetically sealed package. The 96% alumina material body is molded into intricate and precise shapes, that determine range, sensitivity, and dynamic response. The molded body also incorporates a reference surface for easy mounting and even heat transfer for uniform thermal stability. The conductivity and viscosity of the electrolyte can be altered to provide the desired performance and response. These high accuracy, low cost angle sensors are ideally suited for OEM applications that require sub-arc second resolution, with limited space availability.



Applications

- Construction Lasers
- Aerospace
- Industrial
- Geophysical Tilt Meters
- Oceanographic
- Weapons Aiming
- Magnetometer Correction
- Machine Tools
- Camera Systems

Specifications

Characteristic	Model				
	SH50054-A-003	SH50055-A-009	SH50056-A-003	SH50056-A-008	SH50058-A-003
Linear Range (arc degrees)	+/-3	+/-0.5	+/-60	+/-60	+/-10
Total Range	+/-6	+/-1	+/-80	+/-80	+/-15
Output (mV/arc second)	0.4	1.0	-	-	-
Output (mV/arc degree)	-	-	160	160	420
Resolution (arc degrees)	<.0003	<.0001	<.001	<.001	<.0005
Null Repeatability (arc degrees)	<.0008	<.0008	<.02	<.02	<.001
Symmetry @ 1/2 linear scale (%)	<2	<2	<2	<2	<2
Accuracy @ 1/2 Linear Scale (%FS)	<2	-	<0.8	<0.8	<2
Accuracy @ Full Scale (%FS)	<8	-	<3	<3	<5
Null Impedance (Kohms) +/-20%	12	1	8	8	40
Null Stability, 12 hrs. @ 25°deg.C (arc deg's, typ.)	<.0005	<.0005	<.005	<.005	<.001
Shock Survival (G's, minimum)	100	100	100	100	100
Temperature Range (deg. C)					
Operating	-54 to +125				
Storage	-76 to +150				
Temp. Coefficient of Scale (%/deg.C, typ.)	0.6	0.6	0.6	0.6	0.6

DT5 : extrait du document constructeur du LTC2053



LTC2053/LTC2053-SYNC Precision, Rail-to-Rail, Zero-Drift, Resistor- Programmable Instrumentation Amplifier

FEATURES

- 116dB CMRR Independent of Gain
- Maximum Offset Voltage: 10 μ V
- Maximum Offset Voltage Drift: 50nV/ $^{\circ}$ C
- Rail-to-Rail Input
- Rail-to-Rail Output
- 2-Resistor Programmable Gain
- Supply Operation: 2.7V to \pm 5.5V
- Typical Noise: 2.5 μ VP-P (0.01Hz to 10Hz)
- Typical Supply Current: 750 μ A
- LTC2053-SYNC Allows Synchronization to External Clock
- Available in MS8 and 3mm \times 3mm \times 0.8mm DFN Packages

APPLICATIONS

- Thermocouple Amplifiers
- Electronic Scales
- Medical Instrumentation
- Strain Gauge Amplifiers
- High Resolution Data Acquisition

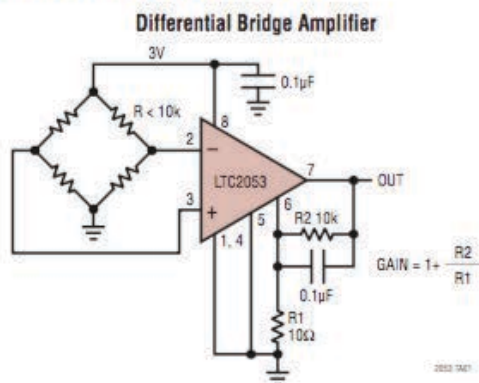
DESCRIPTION

The LTC[®]2053 is a high precision instrumentation amplifier. The CMRR is typically 116dB with a single or dual 5V supply and is independent of gain. The input offset voltage is guaranteed below 10 μ V with a temperature drift of less than 50nV/ $^{\circ}$ C. The LTC2053 is easy to use; the gain is adjustable with two external resistors, like a traditional op amp.

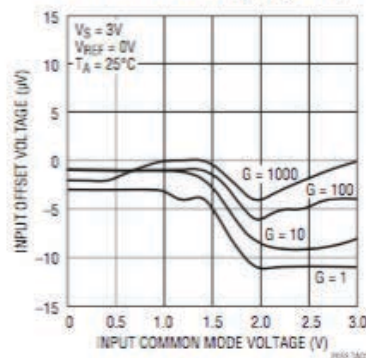
The LTC2053 uses charge balanced sampled data techniques to convert a differential input voltage into a single ended signal that is in turn amplified by a zero-drift operational amplifier.

The differential inputs operate from rail-to-rail and the single-ended output swings from rail-to-rail. The LTC2053 can be used in single-supply applications, as low as 2.7V. It can also be used with dual \pm 5.5V supplies. The LTC2053 requires no external clock, while the LTC2053-SYNC has a CLK pin to synchronize to an external clock.

TYPICAL APPLICATION



Typical Input Referred Offset vs Input Common Mode Voltage ($V_S = 3V$)



DT6 : extrait du document constructeur du LTC1050



LTC1050 Precision Zero-Drift Operational Amplifier with Internal Capacitor

FEATURES

- No External Components Required
- Noise Tested and Guaranteed
- Low Aliasing Errors
- Maximum Offset Voltage: $5\mu\text{V}$
- Maximum Offset Voltage Drift: $0.05\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- Low Noise: $1.6\mu\text{V}_{\text{P-P}}$ (0.1Hz to 10Hz)
- Minimum Voltage Gain: 130dB
- Minimum PSRR: 125dB
- Minimum CMRR: 120dB
- Low Supply Current: 1mA
- Single Supply Operation: 4.75V to 16V
- Input Common Mode Range Includes Ground
- Output Swings to Ground
- Typical Overload Recovery Time: 3ms

APPLICATIONS

- Thermocouple Amplifiers
- Electronic Scales
- Medical Instrumentation
- Strain Gauge Amplifiers
- High Resolution Data Acquisition
- DC Accurate RC Active Filters

DESCRIPTION

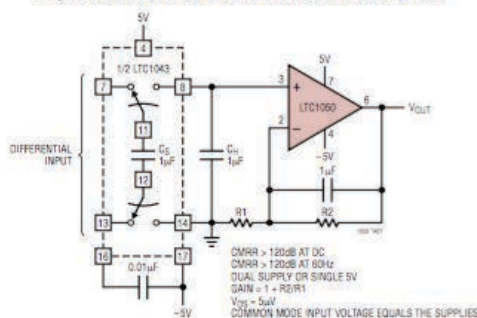
The LTC[®]1050 is a high performance, low cost zero-drift operational amplifier. The unique achievement of the LTC1050 is that it integrates on-chip the two sample-and-hold capacitors usually required externally by other chopper amplifiers. Further, the LTC1050 offers better combined overall DC and AC performance than is available from other chopper stabilized amplifiers with or without internal sample-and-hold capacitors.

The LTC1050 has an offset voltage of $0.5\mu\text{V}$, drift of $0.01\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, DC to 10Hz, input noise voltage of $1.6\mu\text{V}_{\text{P-P}}$ and a typical voltage gain of 160dB. The slew rate of $4\text{V}/\mu\text{s}$ and a gain bandwidth product of 2.5MHz are achieved with only 1mA of supply current.

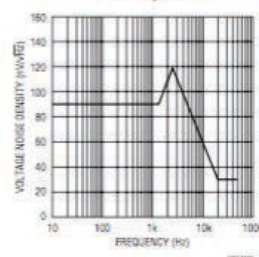
Overload recovery times from positive and negative saturation conditions are 1.5ms and 3ms respectively, which represents an improvement of about 100 times over chopper amplifiers using external capacitors. Pin 5 is an optional external clock input, useful for synchronization purposes.

TYPICAL APPLICATION

High Performance, Low Cost Instrumentation Amplifier



Noise Spectrum



DT7 : extrait du document constructeur du MSC1210



MSC1210

SBAS203J – MARCH 2002 – REVISED JANUARY 2008

Precision Analog-to-Digital Converter (ADC) with 8051 Microcontroller and Flash Memory

FEATURES

ANALOG FEATURES

- 24 Bits No Missing Code
- 22 Bits Effective Resolution at 10Hz
- Low Noise: 75nV
PGA From 1 to 128
Precision On-Chip Voltage Reference
- 8 Differential/Single-Ended Channels On-Chip
Offset/Gain Calibration
Offset Drift: 0.1ppm/°C
Gain Drift: 0.5ppm/°C
- On-Chip Temperature Sensor
- Burnout Sensor Detection
- Single-Cycle Conversion
- Selectable Buffer Input

DIGITAL FEATURES

- Microcontroller Core
- 8051-Compatible
- High-Speed Core
– 4 Clocks per Instruction Cycle
- DC to 33MHz
- Single Instruction 121ns
- Dual Data Pointer

Memory

- Up To 32kB Flash Memory
- Flash Memory Partitioning
- Endurance 1M Erase/Write Cycles,
100 Year Data Retention
- In-System Serially Programmable
External Program/Data Memory (64kB)
- 1,280 Bytes Data SRAM
- Flash Memory Security
- 2kB Boot ROM
- Programmable Wait State Control

Peripheral Features

- 34 I/O Pins
- Additional 32-Bit Accumulator
- Three 16-Bit Timer/Counters
- System Timers
- Programmable Watchdog Timer
- Full-Duplex Dual USARTs
- Master/Slave SPITM
- 16-Bit PWM
- Power Management Control
- Idle Mode Current < 1mA
- Stop Mode Current < 1mA
- Programmable Brownout Reset
- Programmable Low Voltage Detect
- 24 Interrupt Sources
- Two Hardware Breakpoints

GENERAL FEATURES

- Pin-Compatible with MSC1211/12/13/14
- Package: TQFP-64
- Low Power: 4mW
- Industrial Temperature Range:
–40°C to +125°C
- Power Supply: 2.7V to 5.25V

APPLICATIONS

- Industrial Process Control
- Instrumentation
- Liquid/Gas Chromatography
- Blood Analysis
- Smart Transmitters
- Portable Instruments
- Weigh Scales
- Pressure Transducers
- Intelligent Sensors
- Portable Applications
- DAS Systems

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $AV_{DD} = 5V$

All specifications from T_{MIN} to T_{MAX} , $DV_{DD} = +2.7V$ to $5.25V$, $f_{MOD} = 15.625kHz$, $PGA = 1$, Buffer ON, $f_{DATA} = 10Hz$, Bipolar, $V_{REF} \equiv (REF\ IN+) - (REF\ IN-) = +2.5V$, unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITION	MSC1210Yx			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
ANALOG INPUT (AIN0-AIN7, AINCOM)					
Analog Input Range	Buffer OFF Buffer ON	AGND – 0.1 AGND		$AV_{DD} + 0.1$ $AV_{DD} - 1.5$ $\pm V_{REF}/PGA$	V V V
Full-Scale Input Voltage Range	(In+) – (In–) See Figure 4		5/PGA		V
Differential Input Impedance	Buffer OFF		0.5		M Ω
Input Current	Buffer ON				nA
Bandwidth					
Fast Settling Filter	–3dB		$0.469 \cdot f_{DATA}$		
Sinc ² Filter	–3dB		$0.318 \cdot f_{DATA}$		
Sinc ³ Filter	–3dB		$0.262 \cdot f_{DATA}$		
Programmable Gain Amplifier	User-Selectable Gain Ranges	1		128	
Input Capacitance			9		pF
Input Leakage Current	Modulator Off. T = +25°C		0.5		pA
Burnout Current Sources	Input Open Circuit		± 6		μA
OFFSET DAC					
Offset DAC Range		8	$\pm V_{REF}/(2 \cdot PGA)$		V
Offset DAC Monotonicity					Bits
Offset DAC Gain Error			± 1.5		% of Range
Offset DAC Gain Error Drift			1		ppm/°C
SYSTEM PERFORMANCE					
Resolution		24			Bits
ENOB			22		Bits
Output Noise			See Typical Characteristics		
No Missing Codes	Sinc ³ Filter	24			Bits
Integral Nonlinearity	End Point Fit			± 0.0015	%FSR
Offset Error	After Calibration		7.5		ppm of FS
Offset Drift ⁽¹⁾	Before Calibration		0.02		ppm of FS/°C
Gain Error	After Calibration		0.002		%
Gain Error Drift ⁽¹⁾	Before Calibration		0.5		ppm/°C
System Gain Calibration Range		80		120	% of FS
System Offset Calibration Range		–50		50	% of FS
Common-Mode Rejection	At DC	100	115		dB
	$f_{CM} = 60Hz, f_{DATA} = 10Hz$		130		dB
	$f_{CM} = 50Hz, f_{DATA} = 50Hz$		120		dB
	$f_{CM} = 60Hz, f_{DATA} = 60Hz$		120		dB
Normal Mode Rejection	$f_{SIG} = 50Hz, f_{DATA} = 50Hz$		100		dB
	$f_{SIG} = 60Hz, f_{DATA} = 60Hz$		100		dB
Power-Supply Rejection	At DC, dB = $-20\log(\Delta V_{OUT}/\Delta V_{DD})^{(2)}$	80	88		dB
VOLTAGE REFERENCE INPUT					
Reference Input Range	REF IN+, REF IN–	0.0		AV_{DD}	V
V_{REF}	$V_{REF} \equiv (REF\ IN+) - (REF\ IN-)$	0.1	2.5	2.6	V
Common-Mode Rejection	At DC		130		dB
Common-Mode Rejection	$f_{V_{REFCM}} = 60Hz, f_{DATA} = 60Hz$		120		dB
Input Current ⁽³⁾	$V_{REF} = 2.5V$		10		μA
ON-CHIP VOLTAGE REFERENCE					
Output Voltage	$V_{REFH} = 1$ at +25°C $V_{REFH} = 0$	2.495	2.5 1.25	2.505	V V
Power-Supply Rejection Ratio			65		dB
Short-Circuit Current Source			8		mA
Short-Circuit Current Sink			50		μA
Short-Circuit Duration	Sink or Source		Indefinite		
Drift			5		ppm/°C
Output Impedance	Sourcing 100 μA		3		Ω
Startup Time from Power ON	$C_{REF} = 0.1\mu F$		8		ms
Temperature Sensor					
Temperature Sensor Voltage	T = +25°C		115		mV
Temperature Sensor Coeff.			375		$\mu V/°C$
ANALOG POWER-SUPPLY REQUIREMENTS					
Power-Supply Voltage	AV_{DD}	4.75		5.25	V
Analog Current ($I_{ADC} + I_{VREF}$)	Analog OFF, PDAD = 1		< 1		nA
ADC Current (I_{ADC})	PGA = 1, Buffer OFF		200		μA
	PGA = 128, Buffer OFF		500		μA
	PGA = 1, Buffer ON		240		μA
	PGA = 128, Buffer ON		850		μA
V_{REF} Current (I_{VREF})			250		μA

NOTES: (1) Calibration can minimize these errors. (2) ΔV_{OUT} is change in digital result. (3) 12pF switched capacitor at f_{SAMP} clock frequency (see Figure 5).

ANALOG TO DIGITAL CONVERTER

Description

The MSC1210 includes an ADC with 24-bit resolution. The ADC consists of an input multiplexer (MUX), an optional buffer, a programmable gain amplifier (PGA), and a digital filter. The architecture is described diagram in Figure 12-1.

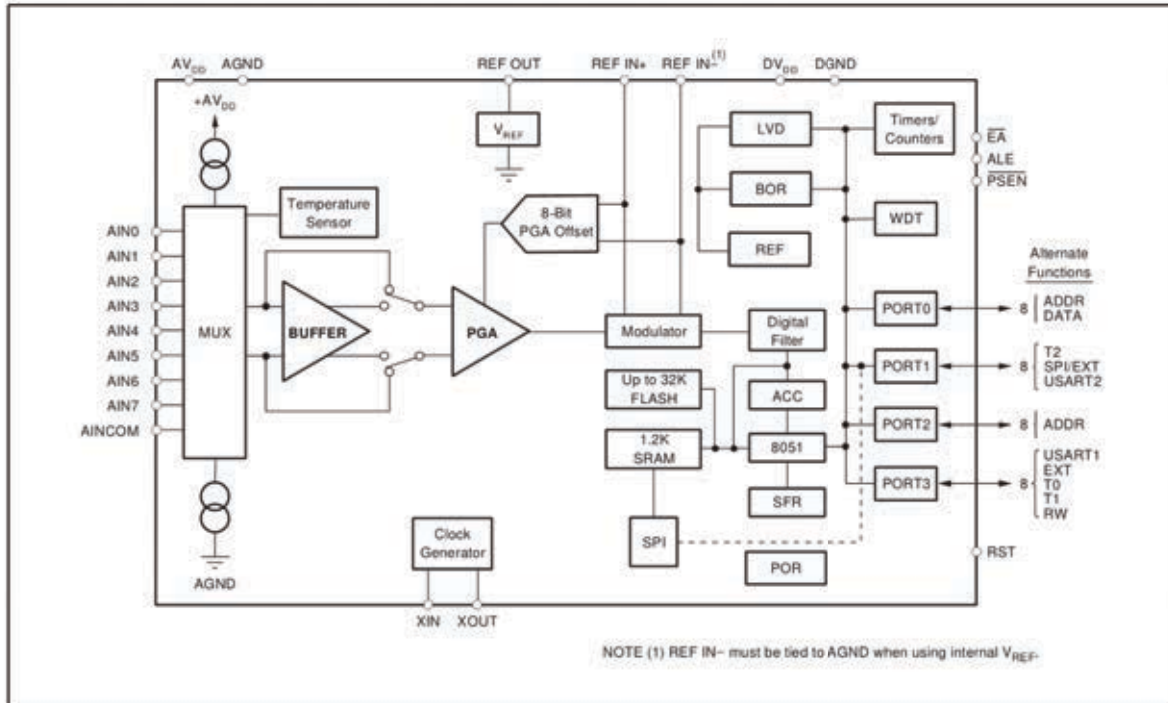


Figure 12.1 : MSC1210 Architecture

Input Multiplexer

The MSC1210 multiplexer is more flexible than a typical ADC in that each input pin can be configured as either a positive or negative input for a given measurement. While other ADC parts often define input pairs, the MSC1210 defines one pin as the negative input and the other as the positive input, thus providing complete design freedom in this respect. Any given input pin may serve as the negative input in one measurement and serve as the positive input in the next. Further, any combination of pins can be used—there are no predefined input pairs that restrict.

The input multiplexer provides for any combination of differential inputs to be selected on any of the input channels, as shown in Figure 12-2. For example, if channel 1 is selected as the positive differential input channel, any other channel can be selected as the negative differential input channel. With this method, it is possible to have up to eight fully differential input channels.

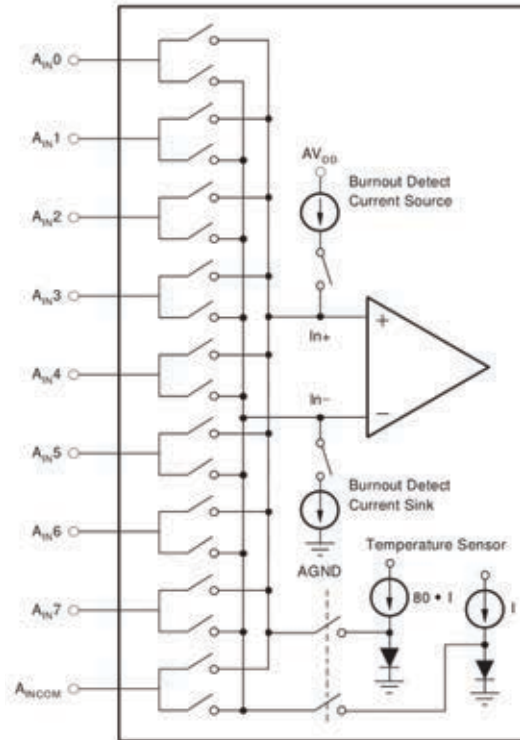


Figure 12.2 Input Multiplexer Configuration

Input Buffer

The input buffer reduces the likelihood of an offset in the measurements taken by the ADC. It should be used whenever the characteristics of the input signal allow. Essentially, the only time the input buffer should not be used is if the maximum voltage on either analog input is more than 1.5 V below the positive rail voltage.

The input impedance of the MSC1210 without the buffer is 5 MΩ/PGA. With the buffer enabled, the impedance is typically 10 GΩ, the input voltage range is reduced, and the analog power-supply current is higher. The buffer is controlled by the BUF bit in the ADC control register (ADCON0.3); setting BUF enables the input buffer, while clearing it disables the input buffer.

Analog Input

When the buffer is not selected, the input impedance of the analog input changes with clock frequency (ACLK F6H) and gain (PGA). The relationship is:

$$\text{Impedance } A_{IN} (\Omega) = \frac{10^6}{\text{ACLKFrequency}} \cdot \frac{5 \cdot 10^6}{\text{PGA}}$$

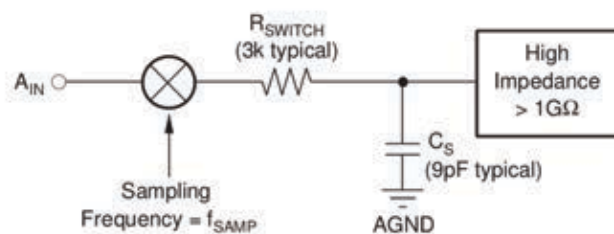


Figure 12.3 : Basic Input Structure of the MSC1210

DT8 : extrait document constructeur quartz 11.0EJ ASV E8F

HCMOS/TTL COMPATIBLE VOLTAGE CONTROL CRYSTAL OSCILLATOR

ASV/ASV1 SERIES

*RoHS COMPLIANT



7.0 x 5.08 x 1.8mm

FEATURES:

- Leadless chip carrier (LCC), Low profile.
- HCMOS/TTL Compatible, 3.3Vdc, 2.5Vdc, & 1.8Vdc operation.
- Seam welding, Reflow capable.
- Seam welding, 1.4 max. height (ASV1)

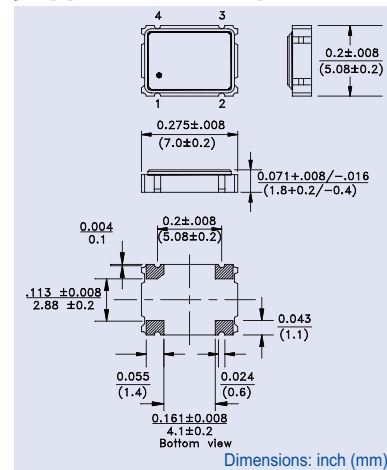
APPLICATIONS:

- Provide clock signals for microprocessors, PC mainboards, Graphic cards.
- High output drive capability applications.

STANDARD SPECIFICATIONS:

PARAMETERS	
Frequency Range:	1.000 MHz to 150 MHz
Operating Temperature:	-10° C to + 70° C (see options)
Storage Temperature:	- 55° C to + 125° C
Overall Frequency Stability:	± 100 ppm max. (see options)
Supply Voltage (Vdd):	3.3 Vdc ± 10% (see options)
Input Current:	See Table 1
Symmetry:	40/60 % max.@ 1/2Vdd (see options)
Rise And Fall Time (Tr/TF):	See Table 1
Output Load:	15 pF (5TTL)
Output Voltage:	VOH = 0.9 * Vdd min. VOL = 0.4 Vdc max.
Start-up Time:	10ms max.
Tristate Function :	"1" (VIH >= 2.2 Vdc) or open: Oscillation "0" (VIL < 0.8 Vdc) : Hi Z
Aging At 25°c/year :	± 5ppm max.
Period Jitter One Sigma :	± 25ps max.
Disable Current:	15µA max.

OUTLINE DRAWING:



MARKING:

- XX.X RS (see note)
- ASV ZYW (see note)

Alternate Marking:

Marking scheme subject to change without notice.
Contact factory for Alternate Marking Specifications.

NOTE:

XX.X First 3 digits of freq.
ex: 66.6 or 100
R Freq. Stability option (*)
S Duty cycle option (*)
L Temperature option (*)
Z month A to L
Y year 6 for 2006
W traceability code (A to Z)

PIN	FUNCTION
1	Tri-state
2	GND/Case
3	Output
4	Vdd

Table 1

Freq. (MHz)	Idd max. (mA)	Tr/Tf max. (nSec)
1.0 ~ 34.99	16	10ns
35.0 ~ 60.0	25	5ns
60.01~99.99	40	5ns
100 ~ 150	50	2.5ns

OPTIONS AND PART IDENTIFICATION (Left blank if standard):

ASV - Voltage - Frequency - Temp. - Overall Frequency Stability - Duty cycle - Packaging

Freq Stability options:

- Y for ± 10 ppm max.
- J for ± 20 ppm max.
- R for ± 25 ppm max.
- K for ± 30 ppm max.
- H for ± 35 ppm max.
- C for ± 50 ppm max.

Temperature options:

- I for 0°C to +50°C
- D for -10°C to +60°C
- E for -20°C to +70°C
- F for -30°C to +70°C
- N for -30°C to +85°C
- L for -40°C to +85°C

Voltage options:

- 25 for 2.5V
- 18 for 1.8V

Symmetry option:

- S for 45/55% at 1/2Vdd
- S1 for 45/55% at 1.4Vdc

Packaging option:

- T for Tape and Reel (1,000pcs/reel)
- T5 for Tape and Reel (500pcs/reel)

ABRACON IS
ISO 9001 / QS 9000
CERTIFIED

rev2.1-5/06



30332 Esperanza, Rancho Santa Margarita, California 92688
tel 949-546-8000 | fax 949-546-8001 | www.abracon.com

DT9 : PDU TCP et UDP

Segment TCP

Bit (0)	Bit (15)	Bit (16)	Bit (31)
Port source (16)		Port de destination (16)	
Numéro d'ordre (32)			
Numéro de reçu (32)			
Longueur de l'en-tête (4) Réserve (6) Bits de code (6)		Fenêtre (16)	
Somme de contrôle (16)		Urgent (16)	
Options (0 ou 32 le cas échéant)			
DONNÉES DE LA COUCHE APPLICATION (Taille variable)			

Datagramme UDP

Bit (0)	Bit (15)	Bit (16)	Bit (31)
Port source (16)		Port de destination (16)	
Longueur (16)		Somme de contrôle (16)	
DONNÉES DE LA COUCHE APPLICATION (Taille variable)			

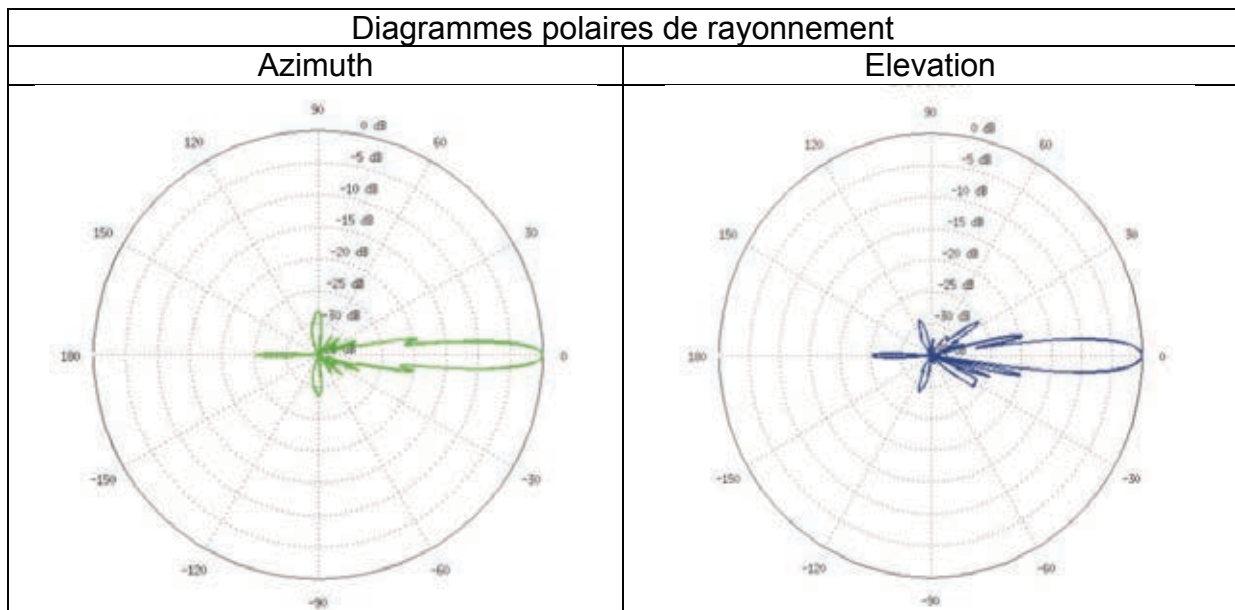
DT10 : extrait document constructeur des antennes

Antenne AG-HP5G27-QSG



AG-HP-5G27	
Dimensions	620 x 460 x 360 mm (24.41 x 18.11 x 14.17")
Weight	2585 g (91.18 oz)
Networking Interface	(1) 10/100 Ethernet Port
Enclosure	Outdoor UV Stabilized Plastic
Frequency	Worldwide: 5170 - 5875 MHz USA: 5725 - 5850 MHz
Gain	27 dBi
Output Power	25 dBm
Max. Power Consumption	3W
Power Supply	24V, 0.5A PoE Adapter (Included)
Power Method	Passive Power over Ethernet (Pairs 4, 5+; 7, 8 Return)
Max. VSWR	1.5:1

Diagrammes polaires de rayonnement



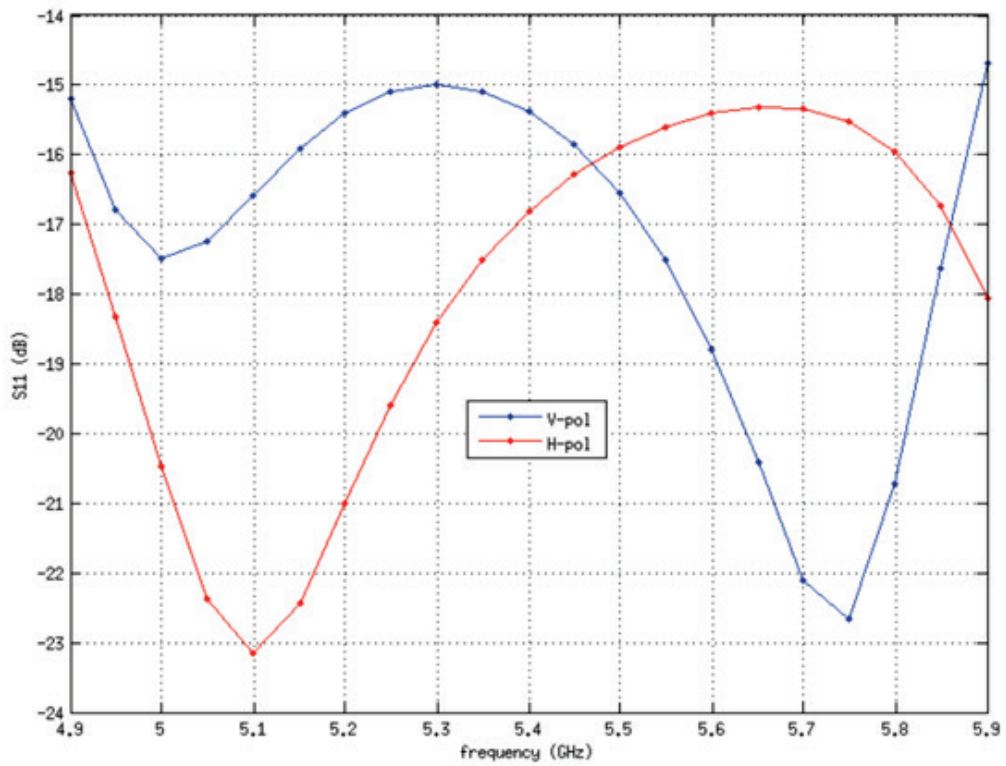
Antenne AM5G17-90



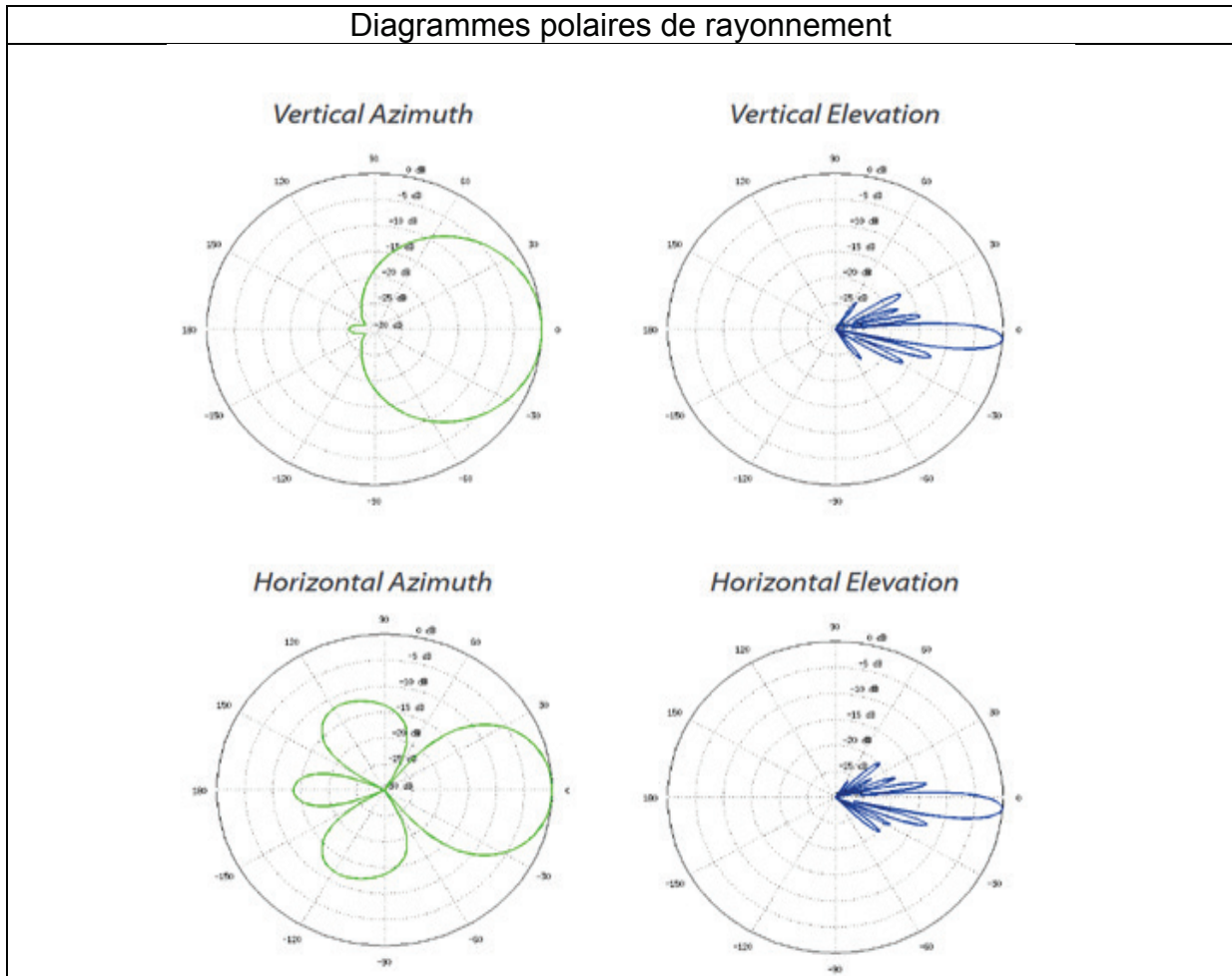
AM-5G17-90
(5 GHz, 17 dBi)

Model	AM-5G16-120	AM-5G17-90
Dimensions* (mm)	367 x 63 x 41	367 x 63 x 41
Weight**	1.1 kg	1.1 kg
Frequency Range	5.10 - 5.85 GHz	4.90 - 5.85 GHz
Gain	15.0 - 16.0 dBi	16.1 - 17.1 dBi
HPOL Beamwidth	137° (6 dB)	72° (6 dB)
VPOL Beamwidth	118° (6 dB)	93° (6 dB)
Electrical Beamwidth	8°	8°
Electrical Downtilt	4°	4°
Max. VSWR	1.5:1	1.5:1
Wind Survivability	125 mph	125 mph
Wind Loading	6 lbf @100 mph	6 lbf @100 mph
Polarization	Dual-Linear	Dual-Linear
Cross-pol Isolation	22 dB Min.	22 dB Min.
ETSI Specification	EN 302 326 DN2	EN 302 326 DN2
Mounting	Universal Pole Mount, RocketM Bracket,	

Paramètres S11 de l'antenne AM5G17-90



Diagrammes polaires de rayonnement



NE RIEN ECRIRE DANS CE CADRE

DOCUMENT RÉPONSE DR1

Document réponse relatif aux questions Q2 et Q4 :

