

Université de Limoges
Licence professionnelle d'électronique et d'optique des télécommunications
Faculté des sciences et techniques
87 LIMOGES



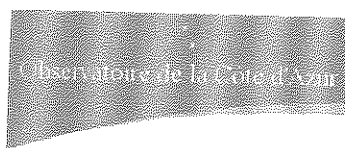
Projet *PICARD*

MISOLFA

Moniteur de qualité d'images solaires utile à la mission PICARD

***Conception d'un banc d'essai et
de test de l'acquisition de la voie pupille***

Rapport de stage présenté par Alexandre Cedro



Station de Calern
2130 route de l'Observatoire
06460 CAUSSOLS

Maître de stage : M. Frédéric MORAND

Du 29 Mars au 5 Juillet 2004

Sommaire

Introduction	p.3
Présentation de l'O.C.A.	p.4
L'O.C.A. et la station Calern	p.4
Les missions scientifiques	p.5
Station de Calern	p.5
Départements scientifiques	p.6
Département scientifique Gemini (UMR 6203)	p.7
L'astrométrie solaire au plateau de Calern	p.7
Contexte du stage	p.8
La mission PICARD	p.8
Instruments du satellite PICARD	p.8
Le segment sol : PICARD-SOL (à Calern)	p.8
MISOLFA	p.9
Objectifs	p.9
Principe	p.9
Sujet du stage	p.9
Turbulence atmosphérique	p.10
Présentation de MISOLFA	p.11
Le cahier des charges	p.12
Le banc optique	p.13
Éléments constituant le système optique	p.13
Dimensionnement du système optique	p.14
Atténuation du système optique	p.16
Bilan des puissances dans les conditions réelles d'observation	p.16
Bilan des puissances avec le banc de test	p.20
Partie électronique	p.22
Modulateur de lumière à LED	p.22
Acquisition des données de la voie plan pupille	p.24
Schéma fonctionnel	p.24
Schéma structurel	p.25
Conversion lumière courant	p.26
Régulateur de température à effet Peltier	p.26
Préamplification	p.26
Compensation de la composante continue et amplification	p.27
Acquisition des données sur PC	p.27
Protocole expérimental	p.28
Matériel nécessaire aux manipulations	p.28
Réglages préliminaires	p.28
Test du système d'acquisition de la voie pupille	p.29
Partie électronique	p.29
Partie optique	p.30
Mise en place du banc optique	p.31
Conclusion	p.32
Bibliographie	p.33
Liste des acronymes	p.34
Annexes	p.35

Remerciements

Je tiens, tout d'abord, à remercier M. Frédéric Morand, ingénieur d'études, qui a accepté de me prendre en charge durant ce stage malgré l'ampleur de la tâche qui l'attendait. Sa bonne humeur et sa pédagogie ont contribué à faire de mon stage une expérience positive tant sur le plan personnel que sur le plan scolaire.

Je remercie également M. Christian Delmas, responsable du service Astrométrie et Métrologie Solaire, qui a eu l'amabilité de m'accueillir dans son service.

Un grand merci aussi à M. François Reynaud, M. Laurent Delage, M. Sébastien Vergnole et M. Philippe Di Bin qui m'ont permis d'obtenir ce stage malgré les difficultés actuelles à en trouver.

Je tiens également à remercier M. Mazaar Fodil même si je regrette profondément de ne pas l'avoir rencontré en personne. Nos conversations sur MSN m'ont permis d'éclaircir certains points de l'électronique de la voie plan pupille.

Je remercie M. Amokrane Berdja pour ses explications et ses conseils avisés sur l'optique de la voie plan pupille.

Merci à Muriel Ravet pour m'avoir prêté le banc optique et ses composants nécessaires à mes tests.

Je remercie l'ensemble du personnel de l'observatoire de Calern pour leur bonne humeur et leur générosité.

Enfin, un énorme merci à mes parents pour m'avoir donné les moyens de réussir ce stage ainsi que pour la confiance qu'ils m'accordent.

Introduction

Ce document présente le rapport de mon stage que j'ai effectué du 29 mars au 5 juillet 2004 dans le service d'Astrométrie et Métrologie Solaire (A.M.S.) du département GEMINI de l'Observatoire de la Côte d'Azur (O.C.A).

Ce stage entre dans le cadre de ma formation en licence professionnelle d'électronique et d'optique des télécommunications à la Faculté des Sciences et Techniques de Limoges. Il a pour but la mise en pratique des connaissances abordées durant l'année tout en se confrontant au milieu professionnel afin de mieux préparer l'après licence c'est-à-dire faciliter l'insertion dans le monde du travail.

Durant ce stage, il m'a été proposé de tester l'électronique d'un système d'acquisition de données en concevant un banc de test permettant de simuler une observation dans les conditions réelles. De plus, il m'a été demandé d'établir un protocole expérimental permettant de qualifier cette électronique.

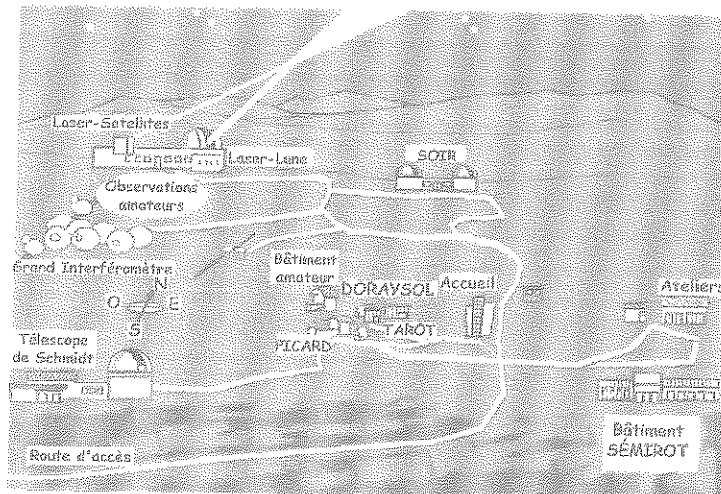
Présentation de l'O.C.A.

L'O.C.A. et la station de Calern :

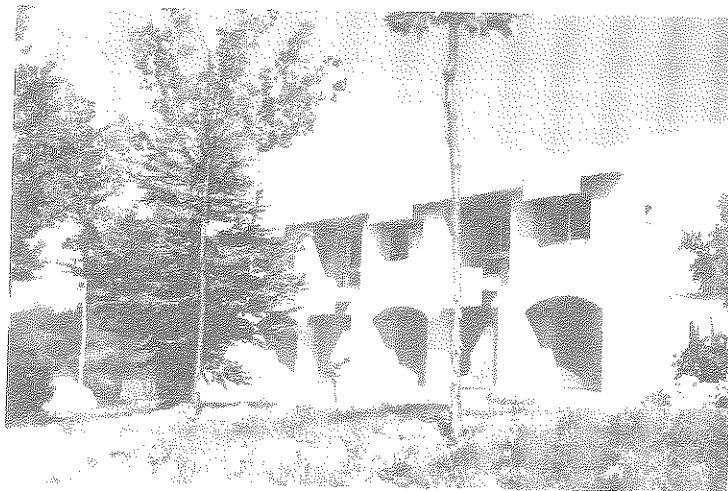
En 1988, l'Observatoire de Nice a fusionné avec le Centre d'Etudes et de Recherches Géodynamiques et Astronomiques (CERGA, créé en 1974, en tant que service inter-universitaire) pour devenir l'Observatoire de la Côte d'Azur.

L'O.C.A., établissement public à caractère administratif, dirigé par Mr. Jacques COLIN, a donc pour mission principale la recherche scientifique dans le domaine des sciences de l'Univers. Il se compose d'environ 200 personnes réparties sur 3 sites situés dans le département des Alpes-maritimes (06) :

- Le Plateau de Calern où sont réunis les instruments d'observation.



- Le Centre de Roquevignon, à Grasse.



- Le Mont Gros, à Nice.

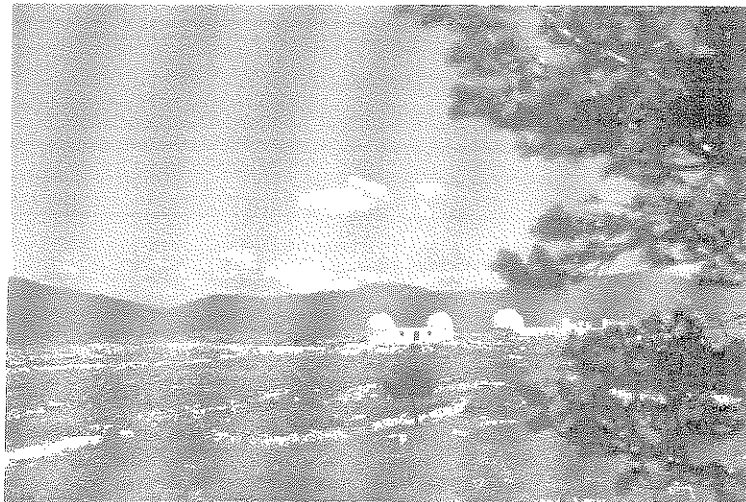
Les missions scientifiques

Les travaux menés à l'Observatoire sont de différentes natures. Les activités principales se concentrent autour :

- des observations
- des développements instrumentaux afin de répondre aux nouveaux besoins
- de la théorie par l'élaboration de modèles mathématiques nécessaires à mieux interpréter les phénomènes qui régissent l'Univers.
- de la formation de nouveaux chercheurs dans le cadre de collaborations internationales.

Grâce à tout cela, les axes principaux de recherche se portent sur la détermination de la forme de la Terre, la formation et l'évolution du système solaire, la structure et les mécanismes agissant au coeur des étoiles et enfin le recensement des étoiles et des galaxies dans les domaines visibles.

Station de Calern



La station de Calern se situe sur un plateau à 1300 mètres d'altitude dans l'arrière-pays grassois, à Caussols (06). Elle a été bâtie durant les années 70 ce qui lui permet de bénéficier d'une instrumentation relativement moderne.

Départements scientifiques

L'observatoire de la Côte d'Azur se compose de trois unités scientifiques et d'un département des moyens communs répartis sur les trois sites existants. Ces quatre unités sont :

- Le département Artémis dont les activités s'articulent autour des théories de la gravitation et des objets de fortes énergies, la détection interférométrique des ondes de gravitation, la métrologie laser haute résolution et l'analyse des signaux.

- Le département Cassiopée qui regroupe des chercheurs et des ingénieurs autour des thématiques comme la planétologie, la physique stellaire, l'analyse de données en cosmologie, et l'étude des fluides et des plasmas, l'étude des turbulences en cosmologie.

- Le département Gémini qui regroupe des chercheurs et ingénieurs autour des thématiques comme l'étude des étoiles et de leur connexions dans l'environnement ainsi que la mécanique céleste et spatiale.

- Le département Galilée qui regroupe les services d'administration et de gestion de l'OCA, les services techniques et d'infrastructures : informatique, bibliothèque et ateliers.

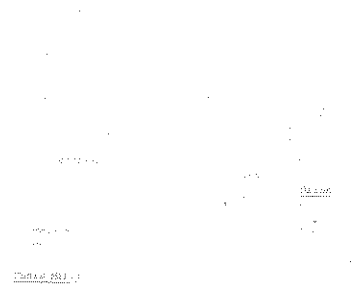
Mon stage s'est déroulé au département Gémini, sur le plateau de Calern, plus précisément dans l'équipe d'Astrométrie et Métrologie Solaires.

Département scientifique GEMINI (UMR 6203)

Le laboratoire Gémini est né en Janvier 2004 suite à la restructuration des départements scientifiques de l'OCA, et est principalement issu du CERGA et de Fresnel.

Ses thèmes scientifiques sont divisés en 6 équipes :

- étoiles / vents / enveloppes
- instruments HRA et interférométrie
- géodésie et mécanique céleste
- télémétrie opérationnelle
- métrologie-optique et temps-fréquence
- Astrométrie solaire



L'Astrométrie Solaire au plateau de Calern :

Francis Laclare a débuté sa série d'observations visuelles sur le Soleil en 1975 afin de mesurer les variations de son rayon au cours du temps à l'aide d'un astrolabe solaire. Depuis 1999, ces mesures sont effectuées à l'aide d'un instrument appelé DORAYSOL (Définition et Observation du Rayon Solaire).

Après trois ans de recouvrement avec la série visuelle de F. Laclare, qui ont confirmé la qualité et la compatibilité des mesures du rayon solaire faites à Calern, il faut maintenant assurer un suivi de ce rayon dans le temps, dont l'unité pour le soleil est le cycle magnétique de onze ans (matérialisé par le nombre de taches solaires).

La mission spatiale PICARD programmée par le CNES (Centre National d'Etudes Spatiales) pour 2008 consistera à mesurer le diamètre du soleil à quelques millisecondes d'arc près. Elle mesurera également l'irradiance solaire et la rotation différentielle de la boule de gaz sur elle-même. En comparant avec les mesures parallèles de DORAYSOL, on pourra enfin connaître avec précision l'effet de l'atmosphère terrestre sur les images et étalonner de la sorte les mesures qui devront être faites au sol pendant plusieurs cycles solaires de 11 ans. L'instrument MISOLFA aidera activement à cet objectif en mesurant les paramètres de la turbulence atmosphérique.

Contexte du stage

Depuis 1975, des mesures du diamètre solaire ont été effectuées. Ces mesures faites sur plus de deux cycles solaires ont révélé une corrélation entre la constante solaire et le diamètre solaire. Cependant ces mesures ne tiennent pas compte des effets de l'atmosphère sur la mesure du diamètre solaire. C'est dans la lignée de cette découverte que la mission PICARD va voir le jour.

La mission PICARD

Cette mission a pour objectifs scientifiques d'établir un lien entre l'activité solaire et le climat de la terre ainsi que de réaliser une batterie de mesures concernant la physique et la structure interne du soleil. Les résultats obtenus par les divers instruments que composent la mission vont alors contribuer à nous éclairer sur les mécanismes de variabilité du soleil qui demeurent encore mal compris. Pour ce faire, des instruments seront placés en orbite et au sol. Il est prévu que cette mission voit probablement le jour en 2008 (1^{er} semestre) avec le lancement d'un microsatellite composé de plusieurs instruments.

La mission PICARD a été nommée ainsi en hommage à l'astronome français. Au XVIII^e siècle Jean PICARD fit les premières mesures de précision du diamètre solaire. Ces mesures furent effectuées au moment où le climat était particulièrement froid et pendant le minimum de Maunder c'est-à-dire la période durant laquelle l'activité solaire était réduite (Soleil presque dépourvu de tâches).

Instruments du satellite PICARD

PREMOS mesure l'irradiance solaire dans quatre canaux (215, 268, 535, 782 nm) et les oscillations solaires à l'aide de photomètres utilisant des filtres interférentiels.

SOVAP mesure la constante solaire à l'aide de deux radiomètres absolus.

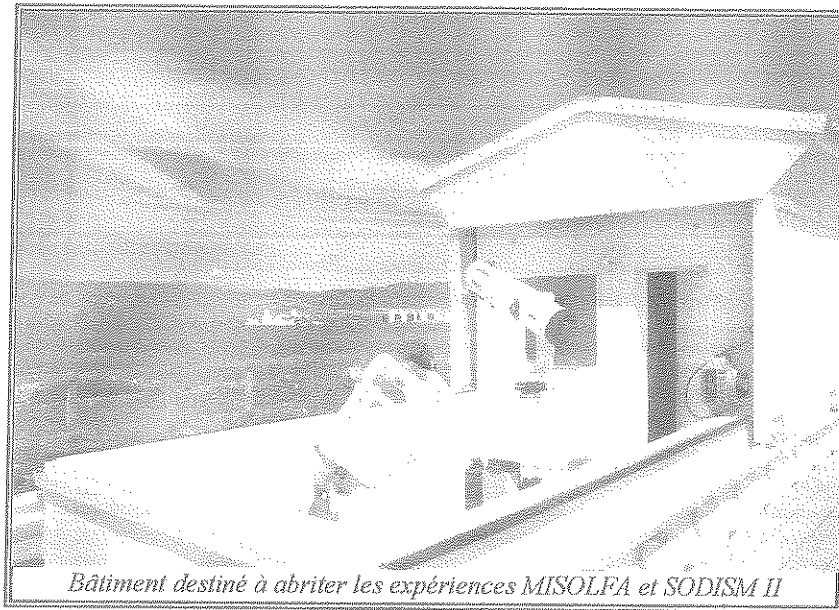
SODISM I mesure le diamètre et les oscillations solaires à partir d'une image monochromatique du Soleil formée par un télescope sur un détecteur CCD.

Le segment sol : PICARD-SOL (à Calern)

Deux instruments sont déjà à disposition, l'astrolabe de Danjon et **DORAYSOL** auxquels il sera adjoint **SODISM II**, copie de l'instrument spatial, pour la mesure du diamètre solaire.

SODISM II sera, par ailleurs, sollicité pour l'observation des régions actives.

Les mesures au sol du diamètre sont affectées par l'effet de dispersion de l'atmosphère et en raison de son état plus ou moins turbulent. Pour caractériser la turbulence atmosphérique, un instrument spécifique est en cours de construction (**MISOLFA**).



MISOLFA (Moniteur d'Images Solaires Franco-Algérien)

- Objectifs

Les perturbations atmosphériques sont en grande partie responsables de l'imprécision des mesures. En effet, les limitations dans le domaine de l'imagerie spatiale haute résolution proviennent en grande partie des effets perturbateurs introduits par la turbulence atmosphérique qui dégradent les fronts d'onde lumineux incidents au sol. C'est pour cette raison que MISOLFA a été élaboré. Il aura pour but d'estimer les différents paramètres des turbulences dues à l'atmosphère sur la mesure du diamètre solaire.

- Principe

Lors du lancement du satellite et la mise en service de SODISM I et SODISM II, ce moniteur va mesurer les différents paramètres statistiques de la turbulence atmosphérique à l'aide d'un télescope. Ces mesures continues faites par MISOLFA vont permettre de corriger les observations faites par SODISM II pour se rapprocher le plus possible de celles faites par SODISM I.

- Sujet du stage

J'interviens dans le projet MISOLFA dans la conception d'un banc d'essai destiné à qualifier l'électronique d'une partie de MISOLFA.

Tout d'abord j'ai dû m'informer du principe théorique du projet MISOLFA et faire des recherches sur les phénomènes optiques mis en jeu.

Turbulence atmosphérique

Il a été montré selon divers études menées, entre autres, par Kolmogorov, dans les années 40, que l'atmosphère est constituée de zones hétérogènes. L'atmosphère se présente sous la forme de multiples couches possédant, chacune, un indice de réfraction de l'air différent. L'inhomogénéité de la température des couches composant l'atmosphère est en grande partie responsable de ces milieux d'indice de réfraction différents.

Tout cela va donc se traduire par une fluctuation aléatoire de phase de la surface d'onde et plus concrètement par un effet de scintillation des étoiles et d'agitation au foyer du télescope.

Ceci explique la nécessité pour les astronomes d'observer généralement en altitude. La masse d'air est alors plus réduite ce qui a pour conséquence une meilleure qualité d'image.

Dans le modèle de Kolmogorov, différents paramètres statistiques ont été introduits afin d'estimer le profil de turbulence de l'atmosphère.

Ces paramètres sont les suivants :

- **Le paramètre de Fried r_0** : En l'absence de turbulence, la résolution d'un télescope dépend simplement de son diamètre D . Cela signifie que plus le diamètre D est grand, meilleure est la résolution. Or la turbulence atmosphérique induit une limitation de la résolution du télescope quelque soit son diamètre D à condition que $r_0 \leq D$. r_0 correspond donc, théoriquement, au diamètre d'un télescope fictif, qui en l'absence de turbulence, donnerait la même résolution qu'un télescope de diamètre infini en présence de turbulence. On peut aussi l'associer à la partie du front d'onde dégradé par l'atmosphère que l'on peut considérer cohérent c'est-à-dire plan.
- **L'échelle externe de cohérence spatiale L_0** : Elle définit la taille maximale des perturbations du front d'onde qui restent cohérentes. Elle traduit l'évolution basse fréquence du front d'onde.
- **Le domaine d'isoplanétisme θ_0** : Il définit la zone angulaire suivant laquelle les grandeurs considérées (fluctuations de phase, d'angle d'arrivée ou tavelures...) restent similaires suivant le critère que l'on se donne.
- **Le temps caractéristique d'évolution du front d'onde τ_0** : C'est le temps durant lequel on peut considérer l'atmosphère comme figée et que les grandeurs considérées gardent leur cohérence temporelle.

Présentation de MISOLFA

L'instrument MISOLFA est constitué de 2 voies : la voie plan image et la voie plan pupille.

La voie plan image sert à mesurer les paramètres spatiaux de la turbulence autrement dit les fluctuations des angles d'arrivée du front que l'on observe sur le contour de l'image du soleil. De plus, elle va déterminer les profils de turbulence qui traduisent l'intensité des fluctuations de l'indice de réfraction le long du trajet optique de l'onde, par l'intermédiaire d'une caméra CCD qui se trouvera dans le plan focal de l'instrument. L'image formée sur la caméra CCD sera constituée de deux bords solaires diamétralement opposés et qui par traitement de l'image donneront le paramètre r_0 et le domaine d'isoplanétisme θ_0 .

La voie plan pupille aura pour but d'évaluer le ou les temps d'évolution du front d'onde. L'image formée dans cette voie présente des fluctuations d'intensité lumineuse qui reflètent celles des angles d'arrivée du front d'onde dégradé par la turbulence.

Cela consiste à imager la pupille d'entrée du télescope à partir d'une lentille fente. Quatre fibres optiques sont alors placées sur la pupille réimagée pour acheminer les variations d'intensités lumineuses à des photodiodes qui vont permettre d'extraire les paramètres de la turbulence.

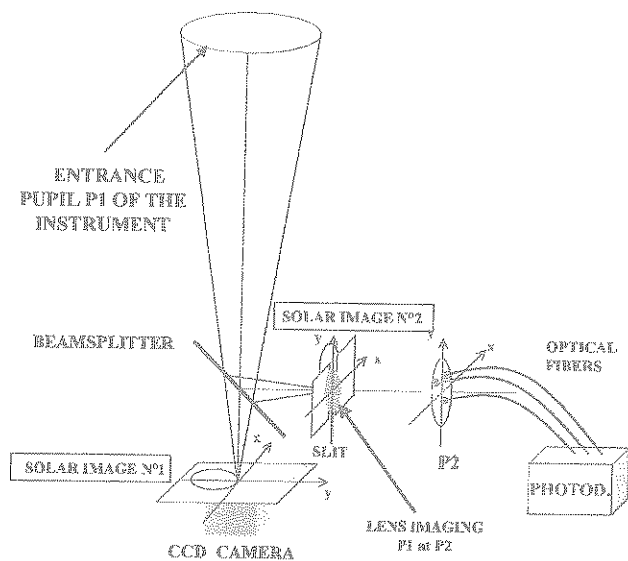
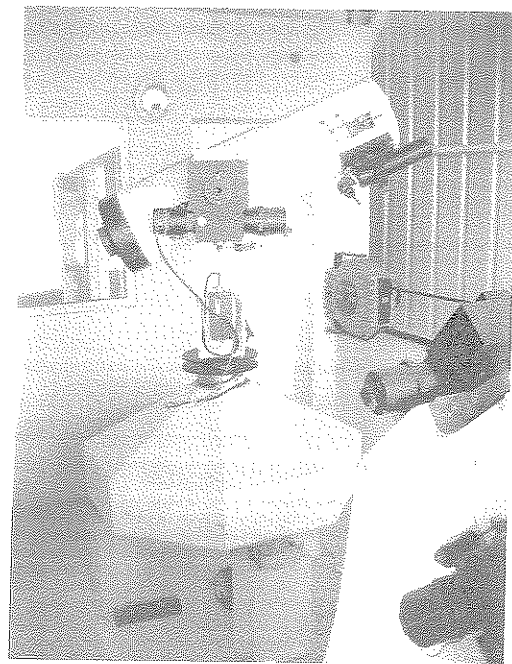


Schéma de principe de MISOLFA



Télescope de MISOLFA

Le cahier des charges

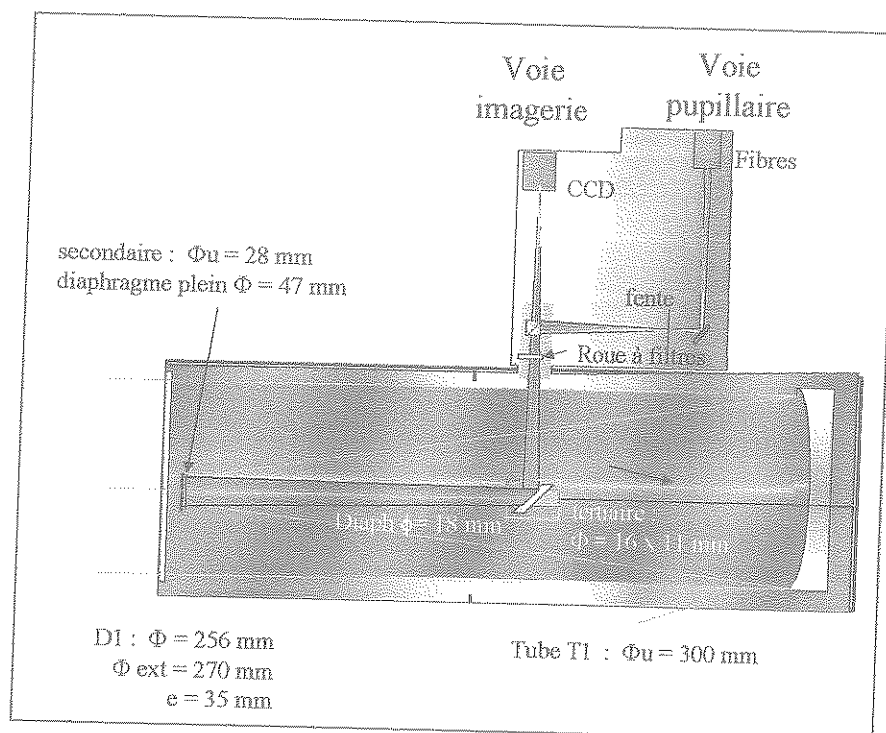
Il m'a été demandé de concevoir un banc de test destiné à qualifier l'électronique de la voie plan pupille de MISOLFA. Le banc réalisé, je devais tester cette électronique notamment la préamplification.

Pour concevoir ce banc il était nécessaire de reproduire l'image telle qu'elle serait sur la voie plan pupille dans les conditions réelles d'observation. Cette contrainte oblige aussi à s'arranger pour que le flux lumineux arrivant à la photodiode soit le même. Il faut donc quantifier le flux dans les conditions réelles.

Pour ce faire, il faut simuler à partir d'un modulateur de lumière réalisée à l'aide d'une LED à la longueur d'onde de 660 nm les basculements du front d'onde. Ce modulateur doit pouvoir varier de quelques Hz à 5kHz maximum.

Le banc optique

Éléments constituant le système optique



Fonctionnement du télescope destiné à MISOLFA

Le projet MISOLFA s'articule autour d'un télescope de type Cassegrain coudé, d'ouverture $f/40$, composé d'un miroir primaire de diamètre 254 mm, d'un miroir secondaire de diamètre utile 35,5 mm et d'un miroir tertiaire plan elliptique à 45° .

Lentille et « diaphragme pupille »

Dans le souci de simuler les conditions réelles de mesure, il était nécessaire de reproduire une partie de l'optique du télescope. Pour y parvenir, il fallait reproduire l'ouverture à $f/40$ sans toutefois avoir un banc d'une longueur importante.

En plaçant une lentille et un diaphragme on peut reconstituer, en prenant garde de ne pas avoir un grandissement trop grand, la pupille d'entrée du télescope et son ouverture en limitant la longueur du banc. (le dimensionnement de ce sous système est décrit page suivante)

La fente

Le banc reprend cette fente qui régit la voie plan pupille. L'image du bord solaire obtenue à l'aide du télescope est occultée en partie par la fente. Elle permet de contraster proportionnellement les défauts de phase de la turbulence en variations d'intensité lumineuse. Cette technique est aussi appelée foucaultage. La pupille réimagée se présentera de la même façon que si on l'avait éclairée sous incidence rasante.

On va alors voir apparaître ce que l'on nomme des *ombres volantes*.

La fente élimine les fréquences spatiales élevées pour se comporter comme un filtre passe-bas. C'est pour cette raison que la largeur de la fente a aussi une influence sur la formation de l'image de la pupille et qu'une roue à fentes à 8 positions sera placée dans le télescope. Son orientation dépend de celle du bord solaire. Si l'image du bord solaire est verticale, la fente sera placée horizontalement.

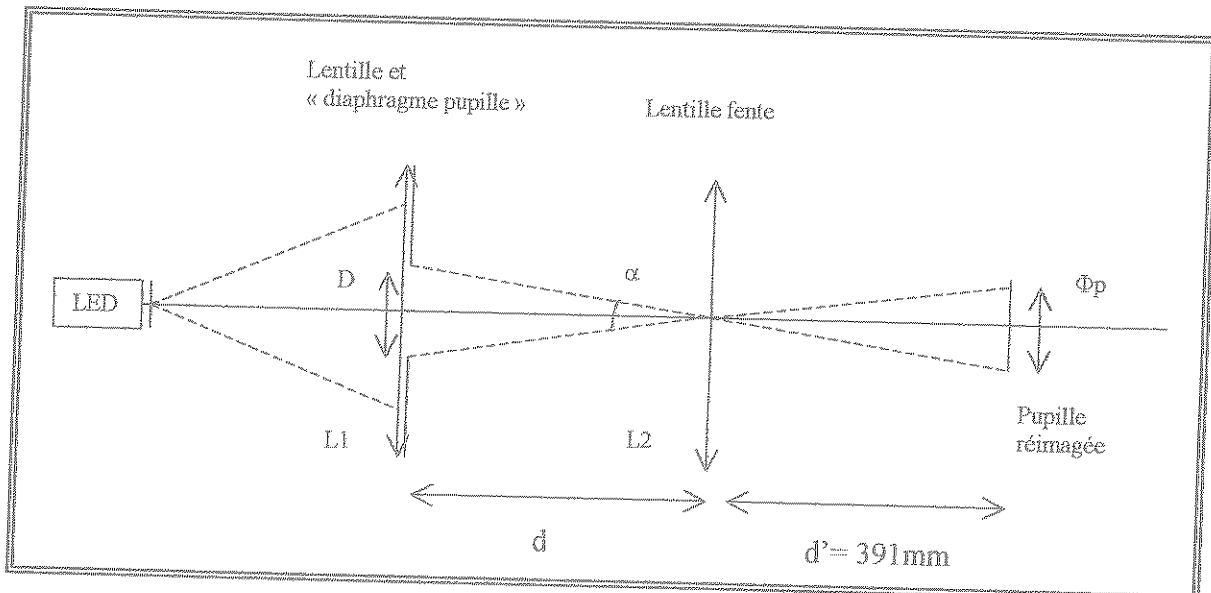
Collecte du flux lumineux dans l'image

En bout de montage optique sont placés, probablement, 4 fibres optiques de diamètres différents allant chacune à une photodiode. Ces fibres optiques sont placées à divers endroits de la pupille réimagée et acheminent la lumière récoltée à l'électronique de la voie plan pupille. Elles n'excèdent pas 30 cm pour éviter les pertes et leur angle d'ouverture sera de 0,5 pour couvrir un angle de collecte de lumière assez important.

La connexion fibre optique/photodiode sera réalisée à l'aide d'une bague équipée d'un connecteur de type SMA.

Dimensionnement du système optique

Le montage se présente de la manière suivante :



Ce montage permet de simuler les fluctuations de l'atmosphère ainsi que l'image telle qu'elle arrive sur la voie plan pupille. La lentille fente utilisée pour cette simulation est la même que celle montée dans le télescope dont la focale f_2 vaut 200 mm. Les contraintes de ce montage sont de réaliser, entre autres, un système le plus compact possible avec une ouverture à $f/40$ imposée. De plus, la distance d' et le diamètre de la pupille réimagée sont tous deux fixés respectivement à 391 mm et 10 mm (tels que dans la boîte focale MISOLFA).

La LED simule l'image du bord solaire ainsi que les fluctuations. La lentille L1 reforme l'image du bord solaire sur la fente. Enfin le diaphragme accolée à la lentille L1 permet de reproduire la pupille d'entrée du télescope.

Calcul de d

Connaissant la focale f_2 de la lentille fente ainsi que la distance d' , on peut tout de suite en déduire par relation de conjugaison la distance d .

$$\frac{1}{f_2} - \frac{1}{d} + \frac{1}{d} \rightarrow \frac{1}{d} - \frac{1}{f_2} = \frac{1}{d}$$

$$\Rightarrow d \approx 409 \text{ mm}$$

La distance d sera donc fixée à 410 mm

Calcul du grandissement

$$G = \frac{d'}{d} \approx 0,955$$

$$G = 0,955$$

Le montage étant peu différent d'un montage $4f$, on peut s'apercevoir que le grandissement est proche de 1. De plus, il a une influence sur le diamètre de la pupille réimagée.

Calcul de D

Afin d'obtenir une ouverture à $f/40$, il faut que $\tan \alpha = 1/40 = 0,0125$

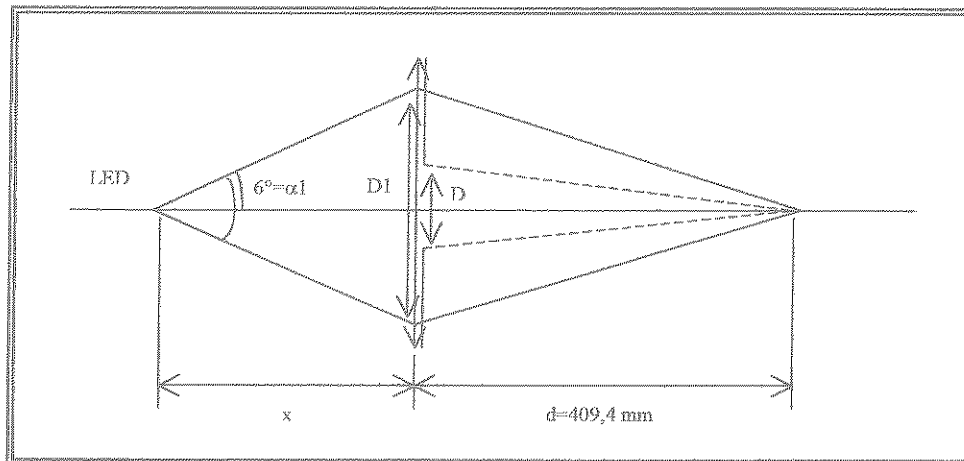
$$\tan \alpha = \frac{D}{2d} \Rightarrow \frac{D}{2d} = 0,0125$$

$$\Rightarrow D = 0,0125 \times 2d$$

$$D = 10 \text{ mm}$$

L'ouverture à $f/40$ sera donc donnée par un diaphragme de diamètre 10mm.

Le schéma ci-dessous illustre le trajet optique en l'absence (traits continus) et en présence (traits pointillés) du diaphragme.



Calcul de x

$\alpha_1 = 6^\circ$ car l'angle d'ouverture de la LED est de 12°

(Caractéristiques de la LED ; FAIRCHILD MV9114 $\lambda_{\text{peak}} = 660 \text{ nm}$; $\alpha = 12^\circ$)

J'ai fixé à 6mm le rayon du faisceau à la distance x en faisant un compromis approximatif de mes pertes après la traversée du diaphragme de rayon 5mm. De plus, des contraintes de flux m'ont amené à ce choix.

$$\text{Donc } \tan \alpha = \frac{n}{x} \rightarrow x = \frac{6}{\tan 6^\circ} \approx 57 \text{ mm}$$

Calcul de la focale f1

$$\frac{1}{f1} = \frac{1}{d} + \frac{1}{x}$$

$$\Rightarrow f1 \approx 50 \text{ mm}$$

La focale adaptée au montage proposé sera donc de 50 mm.

Calcul du grandissement

Ce grandissement va agir sur l'image du bord solaire sur la fente. Il est aussi contraint par le flux.

$$G1 = \frac{d}{x} \approx 7 \Rightarrow G1 = 7$$

Calcul du rapport de flux

Le flux va se traduire par un rapport de surface faisant intervenir la surface éclairée ($D1 = 12 \text{ mm}$) ainsi que la surface de l'orifice du diaphragme ($D = 10 \text{ mm}$).

$$S \approx 78 \text{ mm}^2$$

$$S1 \approx 113 \text{ mm}^2$$

$$T = \frac{S}{S1} = \frac{78}{113} \approx 0,7 \text{ soit } T = 70\%$$

On peut donc estimer que 70% de la puissance émise à l'entrée du diaphragme sera restituée en sortie.

Atténuation du système optique

Pour simuler au mieux l'ensemble télescope-fluctuations de l'atmosphère, il est nécessaire de faire un bilan des puissances dans les conditions réelles de l'observation. J'en ai donc déduit ces pertes et effectué une estimation de la puissance de la LED (en W) et des pertes associées au banc de test. Ceci m'a permis de valider mon choix de LED ainsi que l'utilisation d'un filtre à densité neutre dont le rôle sera d'atténuer le signal pour s'approcher, au mieux, du flux dans les conditions réelles.

Bilan des puissances dans les conditions réelles d'observation

- Spectre solaire – gaz atmosphériques

Les radiations solaires sont comparables à un corps noir à 6000K dont l'analyse du rayonnement faite par M. Planck est à l'origine de la physique quantique. Or, cette comparaison s'arrête là, car au niveau de la mer ces radiations sont, en partie, modifiées par les gaz présents dans l'atmosphère (Voir fig.1). Certains de ces gaz agissent sur un domaine spectral donné.

Ce spectre solaire donne approximativement une idée de la puissance à l'entrée du télescope à la longueur d'onde de travail (660 nm). Je vais donc pouvoir établir un bilan des pertes du trajet optique emprunté par la voie plan pupille.

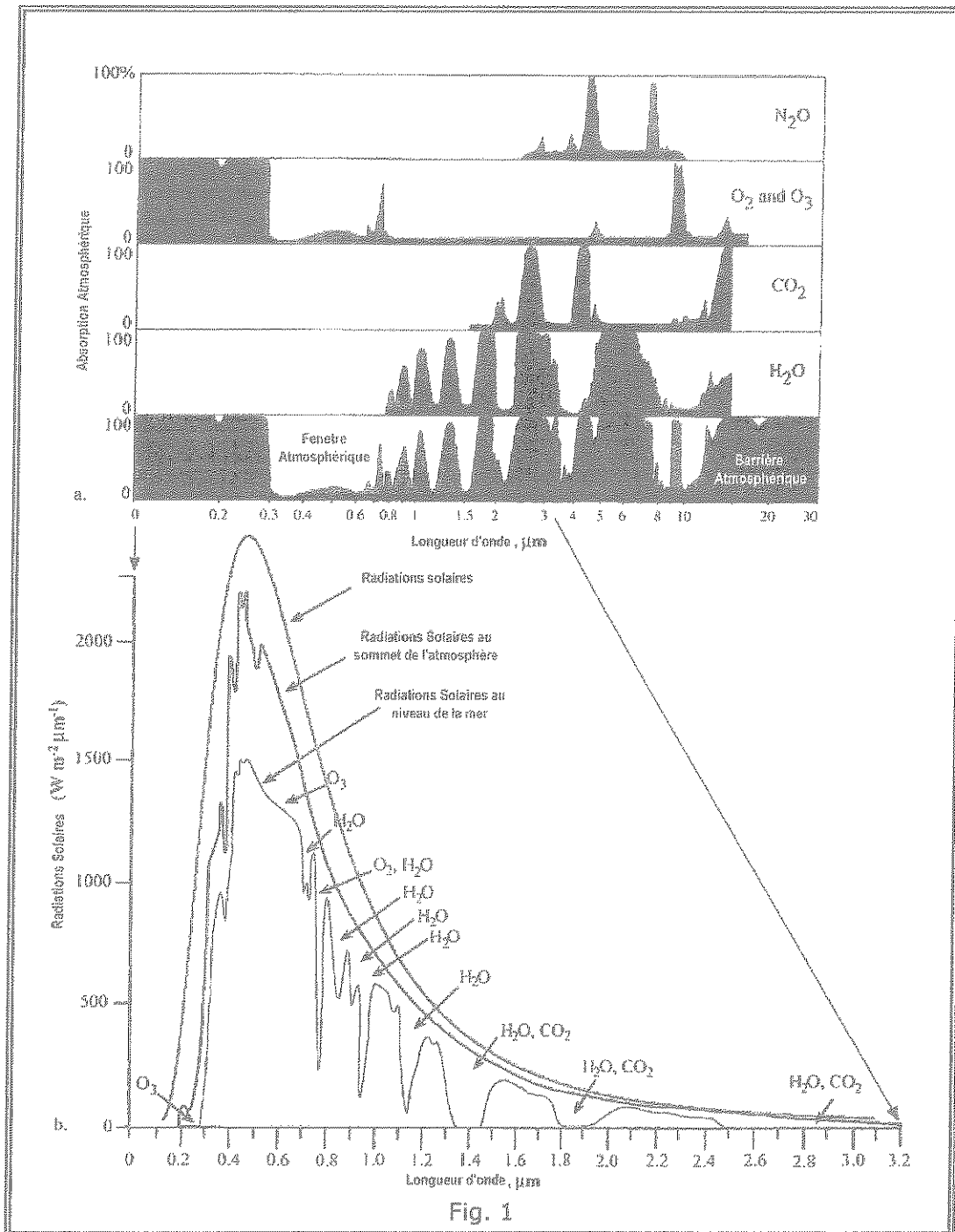


Fig. 1

En considérant le télescope au niveau de la mer, nous obtenons, en tenant compte de la courbe à $\lambda=660 \text{ nm}$, une densité spectrale de puissance d'environ $1500 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \mu\text{m}^{-1}$.

- Calcul de l'éclairement

L'instrument comporte une roue à filtres à six positions. A 660 nm la bande passante du filtre correspondant est $\Delta\lambda=1 \text{ nm}$.

$$M=1500.\Delta\lambda$$

$$M=1,5W.m^{-2}$$

L'éclairement équivalent ramené à l'entrée du télescope vaut donc $1,5W.m^{-2}$

Connaissant l'éclairement, je vais pouvoir en déduire la puissance récoltée par le télescope en calculant l'aire de la pupille d'entrée (A) dont le diamètre D , du miroir primaire, fait 254mm.

$$A=\frac{\pi.D^2}{4}$$

$$A\approx 0,0507m^2$$

$$P=AM$$

$$P\approx 0,076W\approx 76mW$$

La puissance lumineuse récoltée par le télescope à 660 nm est d'environ 76 mW.

- Après le cube séparateur

Le cube séparateur placé dans l'instrument va permettre de répartir l'image du bord solaire sur les voies plan pupille et plan image. De la même façon, le cube utilisé va diviser la puissance d'entrée par 2.

$$P=\frac{P}{2}=\frac{76}{2}=38mW$$

A l'entrée de la lentille fente $P_1=38mW$

- Atténuation de la fente

$$Att_{fente} = 1/2 \text{ Aire de la fente / aire de l'image du soleil}$$

On considère la moitié de l'aire de la fente car le bord du soleil est centré sur celle-ci. Pour calculer l'aire de l'image du soleil, il nous faut connaître son diamètre au foyer du télescope. Celui-ci noté D_s , est donné par la formule :

$$D_s \text{ (en mètre)} = \text{diamètre apparent du soleil (radian)} \times \text{ focale de l'instrument (mètre)}$$

Le diamètre apparent du soleil est de 2000 secondes d'arc.

$$\text{La seconde d'arc} = \frac{1}{3600^\circ} = \frac{\pi}{180 \times 3600} = 4,8.10^{-6} \text{ rad}$$

D'où, le diamètre apparent du soleil vaut : $9,7.10^{-3} \text{ rad}$

La focale de l'instrument est de 10m

Le diamètre D_s au foyer de l'instrument est donc :

$$D_s = 9,7.10^{-3} \times 10 = 9,7.10^{-2} \text{ m soit } \underline{D_s = 9,7 \text{ cm}}$$

L'aire du soleil (A_{sol}), définie par $\frac{\pi.D_s^2}{4}$, est égale à $7,39.10^{-3} m^2$

La demi-surface de la fente de dimension $250\mu\text{m} \times 5\text{mm}$, correspondant à la surface utilisée, est égale à $250.10^{-6} \times \frac{5.10^{-3}}{2}$ Soit à $6,25.10^{-7}\text{m}^2$

$Att_{fente} = \text{demi-surface de la fente} / \text{aire du soleil} \approx 8,46.10^{-5}$

L'atténuation de la fente (Att_{fente}) est de $8,46.10^{-5}$

- **Puissance en sortie de la lentille fente**

$$P_2 = P. Att_{fente}$$

$$P_2 \approx 3,2\mu\text{W}$$

En sortie de la fente nous obtenons une puissance lumineuse de $3,2\mu\text{W}$

- **Aire de la pupille réimagée à l'entrée de la fibre optique**

$$S_p = \frac{\pi.D_p^2}{4} = \frac{\pi.(10.10^{-3})^2}{4} = 7,854.10^{-5}\text{m}^2$$

$$S_{fibre} = \frac{\pi.D_{fibre}^2}{4} = \frac{\pi.(1.10^{-3})^2}{4} = 7,854.10^{-7}\text{m}^2$$

- **Calcul du rapport de flux entre la pupille réimagée et la fibre**

$$T_{fibre} = \frac{S_{fibre}}{S_p} = 0,01 \quad \text{Soit } T_{fibre} = 1\%$$

- **Puissance à la sortie de la fibre**

$$P_s = P. T_{fibre}$$

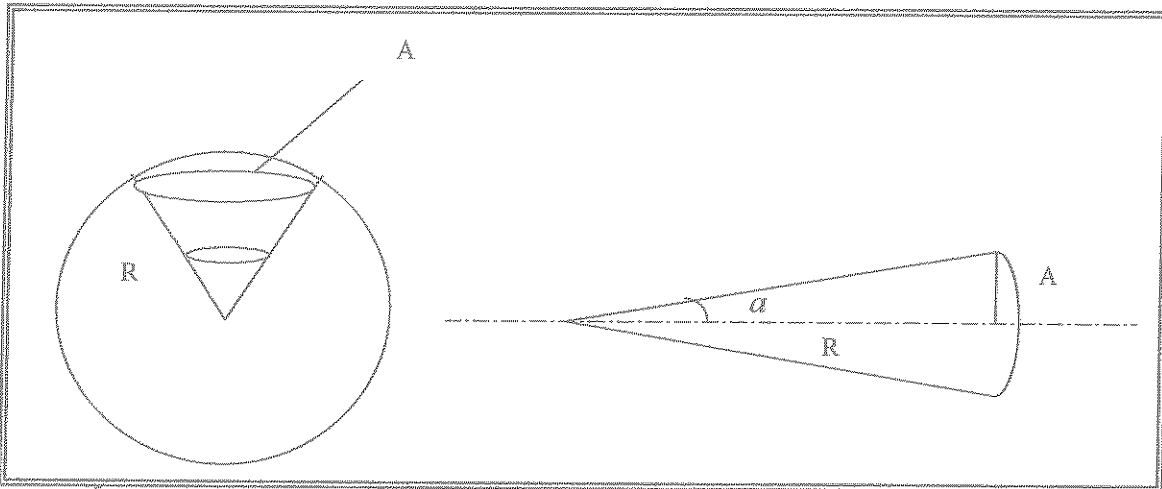
$$P_s = 3,2\mu\text{W} \times 0,01$$

$$P_s \approx 32\text{nW}$$

En parcourant le système optique du télescope on obtient à la photodiode une puissance $P_s = 32\text{nW}$.

Bilan des puissances avec le banc de test

Pour estimer les pertes du banc d'essai, il est nécessaire de connaître le flux lumineux émis par la LED par rapport à la surface éclairée.



$$A = 2\pi R^2(1 - \cos \alpha)$$

$$Sr = A/R^2$$

$$\alpha = 6^\circ \Rightarrow \alpha = \frac{6}{180} \pi \approx 0,105 \text{ rad}$$

$$\Rightarrow Sr = 2\pi(1 - \cos \alpha)$$

- Conversion de l'angle α en stéradians

Remarque : Le stéradian (sr) est l'angle solide qui, ayant son sommet au centre d'une sphère, découpe sur la surface de cette sphère, une aire égale à celle d'un carré ayant pour côté le rayon de cette sphère.

$$Sr = 2\pi(1 - \cos(\alpha))$$

$$Sr = 2\pi(1 - \cos(0,105))$$

$$Sr \approx 0,0346 \text{ sr}$$

- Conversion de candela en W

Le constructeur indique que la LED a une intensité lumineuse de 2,4 Candela en fonctionnement « normal ». Afin d'uniformiser les grandeurs de mes pertes optiques, je vais convertir l'intensité lumineuse en Watts.

Remarque : $1 \text{ cd} = 1 \text{ lm} \cdot \text{sr}^{-1}$ (lm = lumen)

(2,4 cd = Intensité lumineuse de la LED (I_{LED}))

$$I_{LED} = Sr \cdot x$$

$$\Rightarrow x = \frac{2,4}{0,0346} = 69,364 \text{ lm}$$

Remarque : $1 \text{ lm} = 1/683 \text{ W}$

$$P_e = \frac{x}{683} \approx 101,5 \text{ mW}$$

La puissance émise par la LED est de 101,5 mW.

- Puissance à l'entrée de la lentille fente du simulateur

$$P = P_e \times T = P_e \times 70\%$$

$$P = 101,5 \cdot 10^{-3} \times 0,7$$

$$P \approx 71 \text{ mW}$$

En tenant compte de l'atténuation de la lentille composée du diaphragme de 10 mm, la puissance à l'entrée de la fente est $P = 71 \text{ mW}$.

- Calcul du flux lumineux avec le simulateur

Dans les conditions d'observation, on a pu se rendre compte que le diamètre du soleil au foyer du télescope était $D_s = 9,7 \text{ cm}$.

Il sera intéressant de quantifier le flux à travers la lentille fente afin d'agir sur l'aire de l'image du bord solaire simulé. Ainsi, nous allons pouvoir reproduire le même flux que l'on obtiendrait dans les conditions réelles d'observation.

$$A_{\text{sol}} = \frac{\pi \cdot D_s^2}{4} = 7,39 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$$

$$Att_{\text{fente}} = \frac{P}{A_{\text{sol}}} = \frac{38}{7,39} = 5,14 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$$

Le flux lumineux à reproduire vaut donc $5 \text{ W} \cdot \text{m}^2$.

- Aire de l'image du bord solaire simulé sur la lentille fente

$$S_{\text{bord}} = \frac{P}{\Phi_{\text{fente}}} = \frac{71,05 \cdot 10^{-3}}{5,14} \approx 138 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$$

$$\text{Soit } S_{\text{bord}} = 138 \text{ cm}^2$$

La surface du bord solaire sur la fente devra donc faire 138 cm^2

- Puissance en sortie du montage optique

$$\frac{1}{2} \text{ Aire de la fente} = 6,25 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2$$

$$P = \frac{\text{Aire}_{\text{fente}}}{2} \times Att_{\text{fente}}$$

$$P = 6,25 \cdot 10^{-7} \times 5,14$$

$$P \approx 3,2 \cdot 10^{-6} \text{ W}$$

Nous avons pu voir auparavant que $T_{\text{fibre}} = 1\%$

$$P_s = P \cdot T_{\text{fibre}}$$

$$P_s \approx 32,1 \cdot 10^{-9}$$

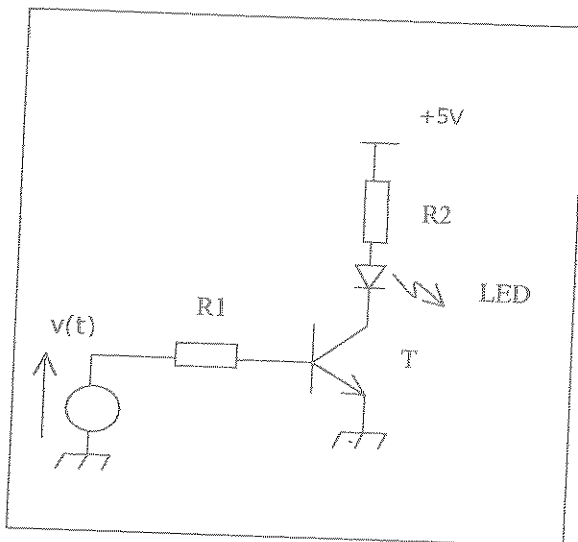
Au bout du montage optique destiné à reproduire les conditions d'observation réelles on peut estimer que la puissance en sortie sera de 32 nW . Nous serons donc, théoriquement, dans les mêmes conditions en puissance qu'avec les observations faites avec le télescope ($P_s = 32 \text{ nW}$).

Partie électronique

Modulateur de lumière à LED

A partir d'une approche électronique, il m'a été demandé de reproduire le soleil ainsi que ses fluctuations. Pour ce faire, on placera une LED qui émet sur une longueur d'onde de 660 nm. On réalisera alors un modulateur de lumière à l'aide de la LED et d'un générateur de signaux qui va fournir le signal électrique dans une bande de fréquence imposée par le cahier des charges. Ce signal basse fréquence doit varier de 0 à 5 kHz maximum. En ajoutant une composante continue au signal, l'intensité lumineuse de la LED va varier sans effet de clignotement.

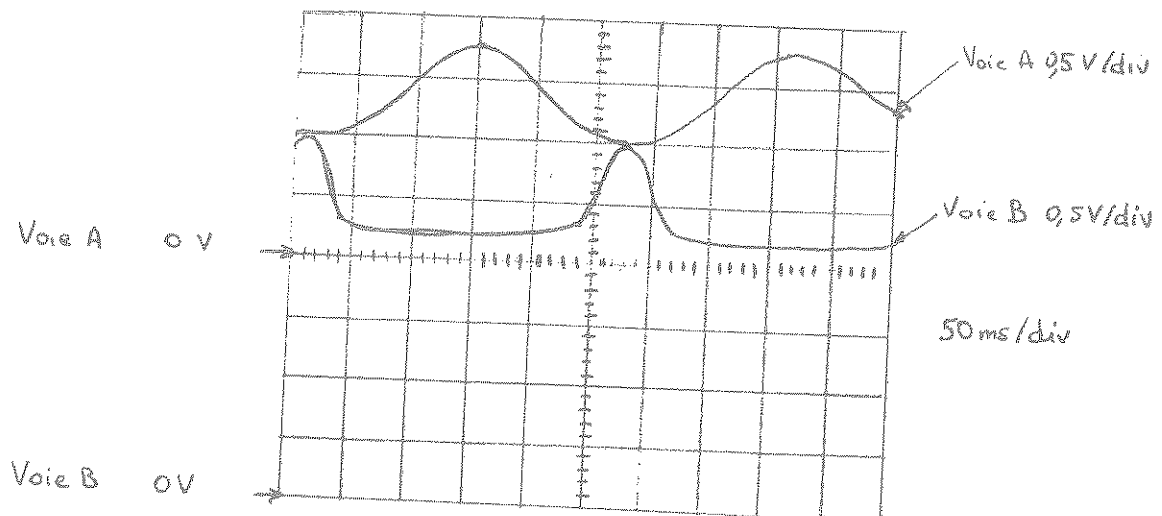
Pour réaliser ce modulateur de lumière mon choix s'est, tout d'abord, porté sur le montage présenté ci-dessous.

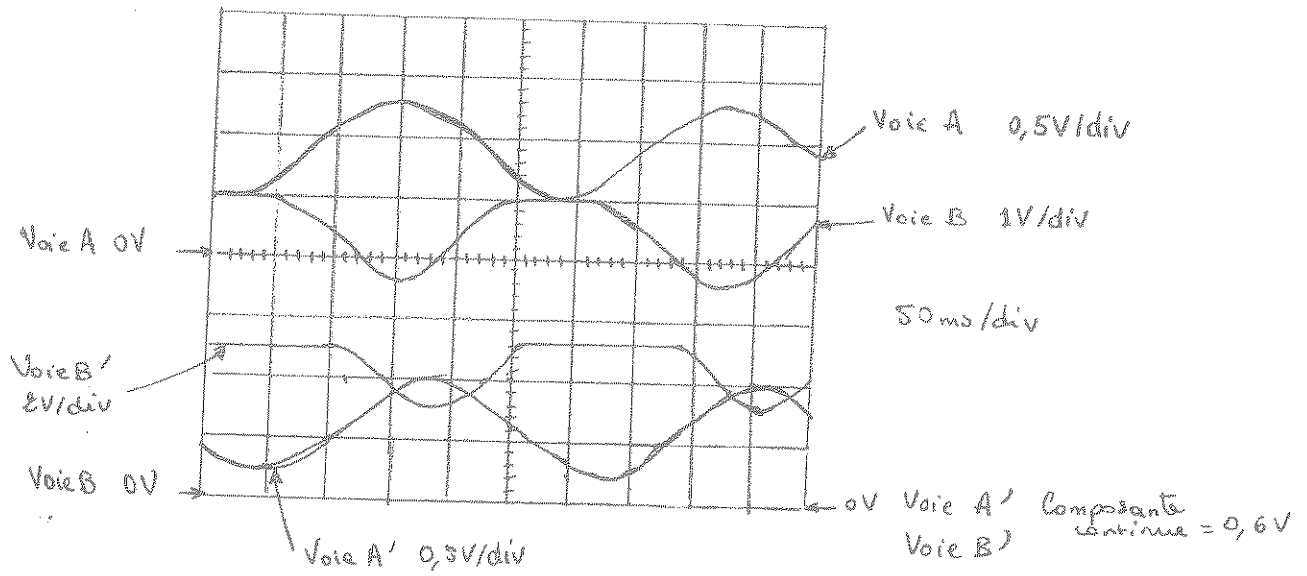


Ce type de montage fonctionne mais présente un inconvénient. En effet la tension aux bornes de la LED ne sera pas de la forme de $v(t)$ comme il serait souhaitable. Monté de cette façon la zone de linéarité du transistor (type 2N2222) est très petite ce qui nécessite un signal $v(t)$ de très faible amplitude ainsi qu'un réglage précis du point de repos avec l'offset du GBF.

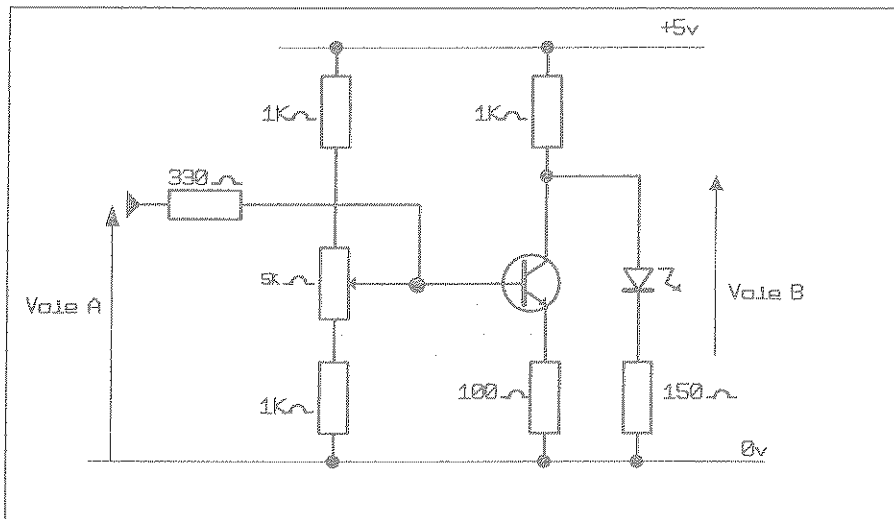
$R2 = 150 \Omega$ $R1 = 1k\Omega$ $T : \text{MPS2222A}$
 $V_{LED} = 1,7V$ $I_{LED} = 20mA$

$$f \approx 3,7 \text{ Hz}$$





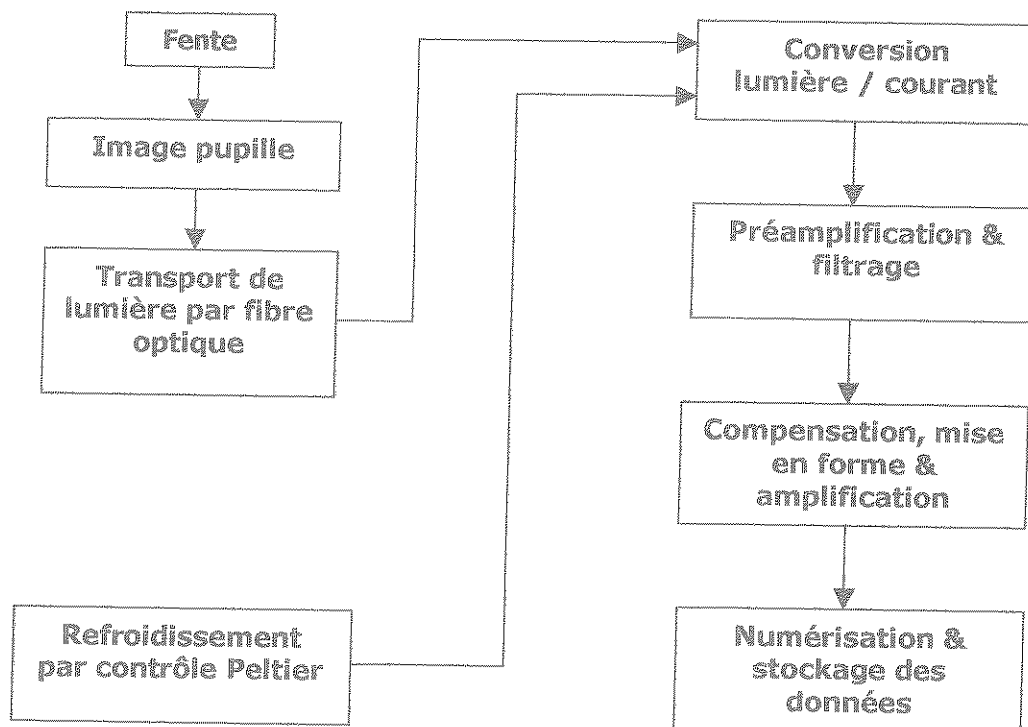
Le montage le plus approprié pour réaliser ce modulateur de lumière est le suivant :



Il n'y a plus besoin d'ajouter une composante continue sur la voie A. La résistance variable de 5k sur la base permet d'optimiser le réglage du point de polarisation et donc d'améliorer la qualité du signal Voie B.

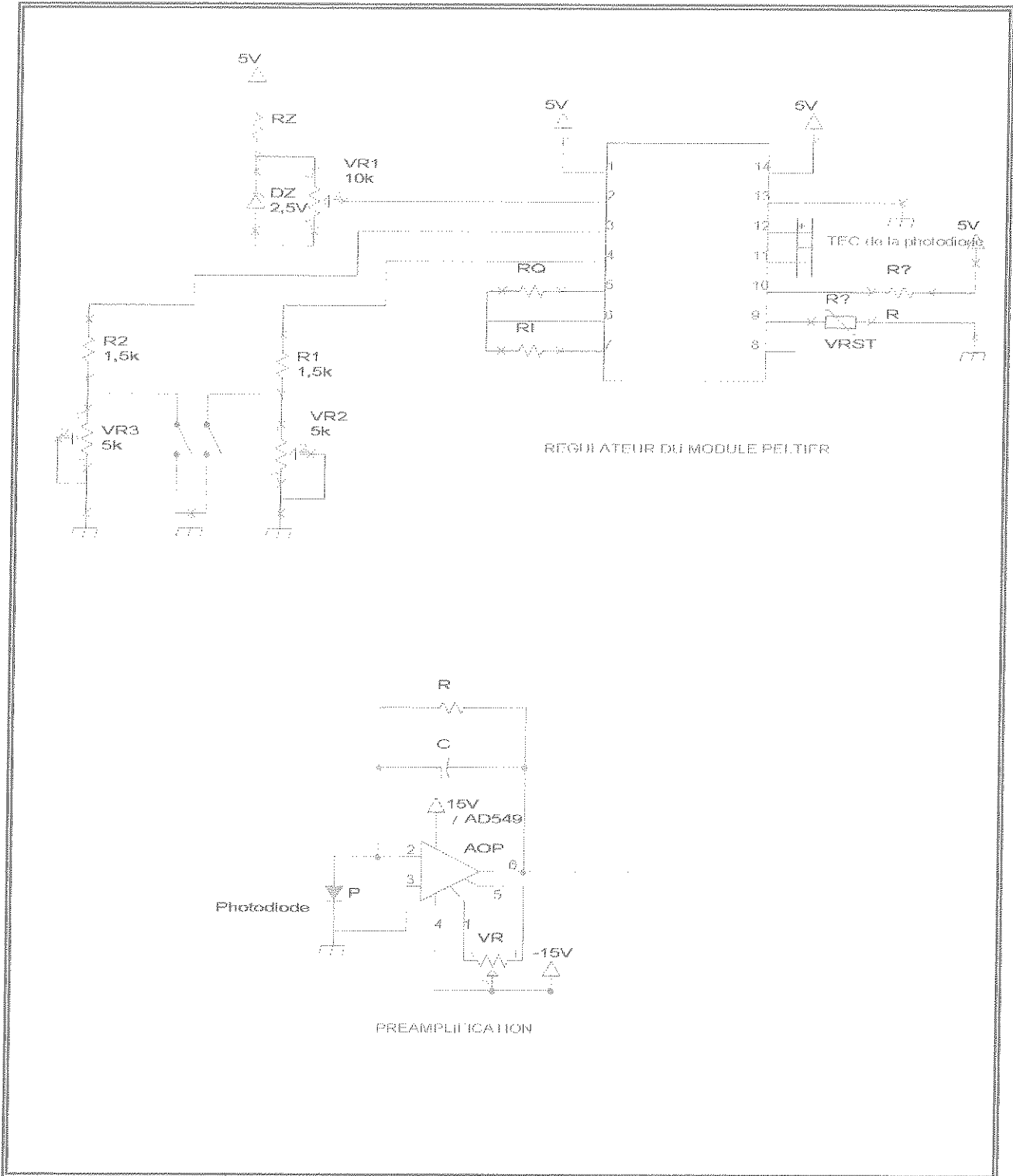
Acquisition des données de la voie plan pupille

Schéma fonctionnel



Ce schéma présente le principe de l'électronique de l'acquisition des données de la voie plan pupille.

Schéma structurel



Conversion lumière courant

Cette conversion va être réalisée par une photodiode faite en silicium de type Hamamatsu S2592 qui a été fixée dans des études préliminaires de l'électronique de l'acquisition des données de la voie plan pupille. Le choix s'est porté sur cette photodiode en raison de sa très bonne sensibilité et de son système de refroidissement thermoélectrique (TEC).

D'après la courbe de sensibilité de la photodiode (voir document annexe), à $\lambda=660$ nm, sa photosensibilité est d'environ 0,35 A/W. De plus nous savons que la puissance provenant de la fibre a été estimée à 32 nW.

$$I_p = 0,35 \cdot P_s = 0,35 \cdot 32 \cdot 10^{-9}$$

$$I_p = 11,2 \text{ nA}$$

On peut donc penser que le courant issu de la photodiode sera de l'ordre de grandeur de 11nA.

Une photodiode peut générer différents types de bruit qui peuvent noyer le signal utile tels que :

- Le courant d'obscurité (Dark Current) : il correspond au courant généré quand une tension de polarisation inverse spécifique est appliquée, sans flux lumineux incident.
- Le bruit de grenaille thermique (ou Johnson Thermal Noise) : Lorsqu'une photodiode fonctionne en mode photovoltaïque avec une polarisation de 0 V, elle génère un courant de bruit de grenaille dû à sa résistance de shunt interne :

$$i^2 = 4 \cdot K \cdot T \cdot Df / R$$

Avec K la constante de Boltzmann, T la température en °K, Df la bande passante de mesure de bruit et R la valeur de la résistance de Shunt.

Nous savons donc qu'en agissant sur la température de fonctionnement de la photodiode ces bruits seront considérablement réduits. Ainsi, on pourra détecter des signaux de faible niveau.

Régulateur de température par effet Peltier

La photodiode utilisée possède un module Peltier. En agissant sur le courant traversé par ce module on peut le contrôler en température. C'est pour cette raison qu'il est nécessaire de placer un système d'asservissement avec correcteur de type proportionnel et intégral (P.I.) qui va réguler avec précision la température de ce module.

Ce contrôle sera pris en charge par un circuit WTC-3243 de Wavelength qui offre une précision de réglage de 0,01°C et un courant maximal de 2,2 A. La température sera fixée entre 0 et -10°C en fonction du rapport S/B obtenu.

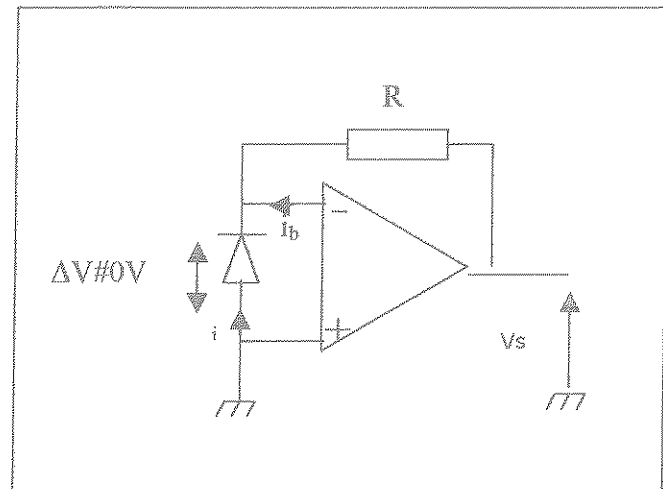
Préamplification

La préamplification est réalisée à l'aide d'un AOP qui offre des caractéristiques adaptées à ce genre d'application. Dans le montage adopté la photodiode est en mode photovoltaïque ce qui a l'avantage d'éliminer la source de bruit provenant de l'alimentation dans le cas d'une utilisation en mode photoconducteur. Enfin, il sera placé une résistance de contre réaction dont la valeur reste à fixer mais qui sera vraisemblablement d'une valeur comprise entre 10 M Ω et 1 G Ω .

En considérant la tension aux bornes de la photodiode nulle on peut estimer que $V_s = -R (i + i_b)$

A travers cette relation, on peut donc voir l'influence des courants d'entrée parasites de l'AOP et de la valeur de la résistance de contre réaction sur le signal en sortie du préampli.

Ce montage peut être assimilé à un convertisseur courant tension.



Compensation de la composante continue et amplification :

Le but de la voie plan pupille étant de déterminer les fluctuations d'intensité du signal, il est nécessaire d'éliminer la composante continue, liée à la position du bord solaire sur la fente. De cette façon il est possible d'extraire les variations qui vont permettre d'en déduire les temps d'évolution du front d'onde. Le montage le plus approprié pour réaliser cette fonction est un additionneur (soustracteur) qui par la même va amplifier les variations extraites au niveau souhaitable à l'entrée de la carte d'acquisition analogique/numérique. Ce montage est basé autour d'un AD708 qui présente l'avantage d'avoir un faible bruit en tension et d'être très précis.

Acquisition des données sur PC

Après traitement, filtrage et amplification les signaux issus des photodiodes sont numérisés par une carte d'acquisition de type National Instruments PCI-6013. Les données récoltées sont sauvegardées et éventuellement traitées en temps réel pour ne conserver que les paramètres souhaités.

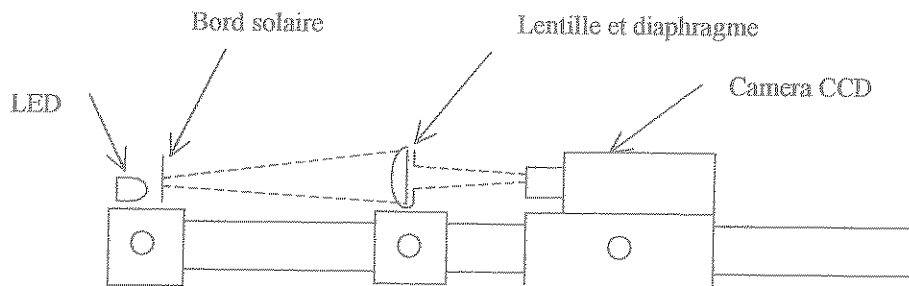
Protocole expérimental

Ce protocole décrit les moyens mis en œuvre pour tester l'acquisition des données de la voie plan pupille. J'ai donc énumérer les différents tests nécessaires à qualifier cette électronique.

Matériel nécessaire aux manipulations

- Banc et cavaliers de la série X48 (Newport)
- Une platine de translation linéaire de précision à double chemin de billes de la série M-UMR (Newport)
- Un support de filtre rond de type FH-1R ou FH-2R (Newport)
- Un support de lentille destiné à la lentille fente (Newport) et un support de lentille et de diaphragme à concevoir.
- Un diaphragme de diamètre 10 mm
- Un porte fibre connectée de la série 561 (Newport)
- Une lentille plan convexe KPX 382 (Newport)
- Un filtre neutre de densité 0,4 FBR-ND04 (Newport)
- Une lentille fente
- 2 G.B.F. dont un équipé d'une entrée VCF In
- Un oscilloscope
- Une caméra CCD
- Un ordinateur

Réglages préliminaires



Après avoir réalisé le montage ci-dessus, composé entre autres d'une lentille plan convexe de focale 50 mm et d'un diaphragme de diamètre 10 mm, on va placer une caméra CCD. L'image recueillie par celle-ci va être traitée, via un logiciel qui nous donnera la taille du bord solaire agrandi, pour en vérifier le grandissement théorique. Pour ce faire, on agira sur la position de la lentille.

De la même façon, on vérifiera, cette fois-ci en mettant en place la lentille fente, l'ouverture qui est imposée à $f/40$ afin de reconstituer, le plus fidèlement, les conditions de l'observation faites à l'aide d'un télescope de type cassegrain. On traduira la caméra en mesurant, pour chacune des positions, la taille de la pupille réimagée. On en déduira donc l'angle d'ouverture du système. On pourra en profiter pour noter les valeurs

des distances expérimentales nécessaires dans la réalisation de la pupille réimagée de diamètre 10 mm comme il est demandé dans le cahier des charges.

Tests du système d'acquisition de la voie pupille

PARTIE ELECTRONIQUE

Test de la pré-amplification

Le préamplificateur a pour but d'amplifier le signal issu de la photodiode. Ce signal étant très faible, il peut facilement être sujet au bruit et se mélanger à celui-ci. La mesure est alors inexploitable car le bruit « noie » le signal. Il est donc nécessaire de tester l'étage pré ampli en visualisant, à l'aide d'un oscilloscope, la sortie du AD549. Ce test va donc permettre d'évaluer la résistance de contre réaction, la mieux adaptée, dont l'amplification dépend. Il faudra alors trouver le compromis entre un signal amplifié et peu sujet au bruit.

Test de la compensation de la composante continue

En sortie de l'étage pré ampli, on peut se rendre compte qu'aux fluctuations que nous voulons mesurer, est superposée une composante continue, qui en réalité peut varier faiblement. Afin d'extraire les fluctuations, il est nécessaire de soustraire du signal provenant du pré amplificateur cette composante, qui varie en fonction de la position du bord solaire sur la fente. Cette variation a une fréquence basse qui peut nuire à la pertinence des résultats trouvés. En se plaçant en sortie de l'amplificateur soustracteur, il sera utile de noter à l'aide d'un oscilloscope, en faisant varier la position du bord solaire sur la fente, si la composante continue est bien éliminée et qu'elle n'interagit plus sur les fluctuations. Si ce système venait à ne pas fonctionner, il faudrait s'en remettre au filtre censé extraire la composante continue des fluctuations. En effet, l'amplificateur monté en soustracteur supprime la composante à partir de ce signal filtré.

Ces fluctuations de l'atmosphère seront simulées, à l'aide du banc de test réglé, par une LED parcourue par un signal modulé en fréquence.

De plus, on pourra regarder l'amplification en sortie du soustracteur, afin de vérifier si le signal est au niveau souhaitable avec l'entrée de la carte d'acquisition analogique/numérique.

Réponse en fréquence du système

Le système étant sensible, il peut être sujet aux bruits environnants tel que le 50Hz. En appliquant un signal sinusoïdal, qu'on pourrait faire varier de quelques Hz à 10 kHz, sur la LED, il serait possible de relever le diagramme de Bode du montage. Pour cela, Il suffirait de brancher une voie de l'oscilloscope sur le GBF générant le signal sur la LED ainsi que l'autre voie sur la sortie du montage, c'est-à-dire sur le signal destiné à être traité par la carte d'acquisition analogique/numérique. On en déduira l'amplification et le déphasage à une fréquence donnée qui vont nous permettre de construire le diagramme et, ainsi, avoir une idée de la bande passante du montage.

Réponse de la photodiode (en flux)

Au moyen d'un oscilloscope on pourra noter les limites de la photodiode. Ce test va permettre d'avoir une idée des puissances minimum et maximum détectables par la

photodiode. En fonction de la puissance que nous fournirons, nous en déduirons, à partir du niveau en sortie, ses seuils.

PARTIE OPTIQUE

Influence de la position transversale de la fibre

Ce test a pour but de constater l'influence que peut avoir la position de la fibre sur une partie de la pupille réimagée.

Influence de la position longitudinale de la fibre (défocalisation)

En « défocalisant », l'image de la pupille va s'étaler sur la section de la fibre optique entraînant un élargissement de la zone à mesurer. Or, nous savons que si nous sortons du domaine de cohérence du front d'onde la mesure de phase sera faussée car peu précise.

Influence de la largeur de la fente

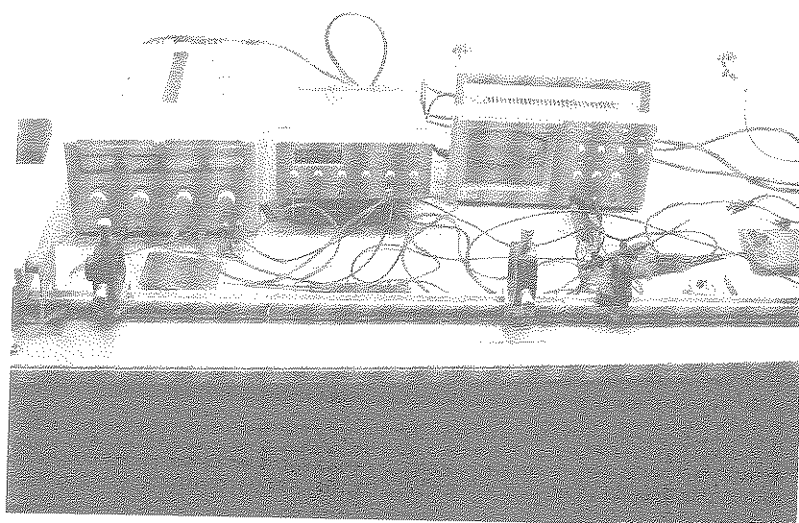
La fente a un rôle de filtre. Elle permet d'extraire une fréquence spatiale pour en mesurer par la suite sa phase. Par effet de diffraction, la sélectivité, du filtre passe-bande constitué par la fente, dépendra de la largeur de celle-ci. Il s'effectuera alors une moyenne des phases de différentes fréquences spatiales. De plus, elle transforme les défauts de phase du front d'onde déformé en variations d'intensité lumineuse. En agissant sur la largeur de la fente on pourra donc vérifier à l'aide de la caméra l'influence de cette action.

Influence du diamètre de la fibre

La lumière collectée de l'image sera collectée par l'intermédiaire de fibres optiques. Trois fibres optiques de diamètre $0.5r_0$, r_0 et $2r_0$ seront utilisés afin d'effectuer une moyenne pour en déduire la valeur de r_0 correspondant au paramètre de Fried. Il serait intéressant de noter l'incidence du diamètre de la fibre sur le flux. En effet, si la fibre est plus grande que la valeur du paramètre de Fried, les défauts de phase seront moyennés et la mesure des angles d'arrivée faussée.

Mise en place du banc optique

Après avoir placé la LED et la lentille « pupille » à la distance calculée, j'ai tout d'abord réglé la LED de telle façon qu'elle soit dans l'axe optique. A partir d'une lame de cutter j'ai occulté une partie de la LED afin de simuler le bord solaire. Par la suite, je me suis arrangé pour que l'image du bord solaire se reforme correctement sur la fente à la distance prévue. Enfin, j'ai placé la lentille censée réimager la pupille et le support de fibre à l'endroit où la pupille se reforme clairement.



Les tests effectués ont permis de démontrer le bon fonctionnement du banc optique. Cependant le fonctionnement de l'électronique reste encore à vérifier car l'étage préamplification ne fonctionnait pas correctement malgré les précautions prises à sa conception. Faute de temps, je n'ai pas pu en déduire la panne.

Conclusion

Ce stage m'a permis de mettre en pratique des connaissances dans des domaines variés. Il m'a aussi permis de découvrir les contraintes auxquelles les astronomes sont soumis dans les observations, ce que j'ignorais totalement avant ce stage.

Malheureusement je regrette profondément de ne pas avoir eu assez de temps, en raison des délais de livraison de composants indispensables, pour faire fonctionner l'électronique de la voie plan pupille. De plus, des problèmes administratifs ne m'ont pas permis de travailler avec la personne ayant conçu cette partie électronique ce qui m'aurait, sûrement, bien aidé.

Cependant, ce stage m'a beaucoup appris dans le domaine de l'optique et dans le domaine de l'astrophysique et il restera une expérience positive dans la préparation à mon entrée dans la vie active.

Bibliographie

1. A. Irbah, P. Assus, A. Berdja, J. Borgnino, M. Fodil, F. Morand, Y. Saidi
« *MISOLFA : Un moniteur de qualité d'images solaires utile de précision de la mission PICARD* » 27 Janvier 2004
2. Anne Pelletier « *Rapport de stage IUT Mesures Physiques* » 2002
3. Gérard Thullier « *Micro-satellite PICARD : Spécifications de la mission Picard* » 15 Janvier 2001.
4. J. Ph. Pérez « *Optique géométrique et ondulatoire et polarisation* » Eds. Masson 1991

Liste des acronymes

CERGA : Centre d'Études et de Recherches en Géodynamique et Astronomie

CNES : Centre National d'Études Spatiales

CNRS : Centre National de la Recherche Scientifiques

DORAYSOL : Définition et Observation du RAYon SOLaire

MISOLFA : Moniteur d'Images SOLaires Franco-Algérien

OCA : Observatoire de la Côte d'Azur

SODISM I et II : SOLar DIameter and Surface Mapper

SOVAP: SOLar VARIability Picard

PREMOS: PREcision Monitor for OScillation measurement

UMR : Unité Mixte de Recherche

Annexes

CONCEPTION d'un BANC d'ESSAI et de TEST de l'ACQUISITION de la VOIE PUPILLE

Le principe de fonctionnement de MISOLFA est basé sur la mesure des fluctuations des angles d'arrivée qui sont responsables de l'agitation des images au foyer d'un télescope. L'image de la pupille est formée à travers une fente, de quelques secondes d'arc de large et de quelques dizaines de secondes d'arc de hauteur, positionnée perpendiculairement sur le bord de l'image du soleil (fig. 1). L'image ainsi obtenue présente des fluctuations d'intensité appelées *ombres volantes* qui au premier ordre, sont proportionnelles aux fluctuations d'angles d'arrivée sur la pupille d'entrée. La voie *plan pupille* est utilisée pour la mesure du (des) temps d'évolution du front d'onde grâce à l'utilisation de photodiodes.

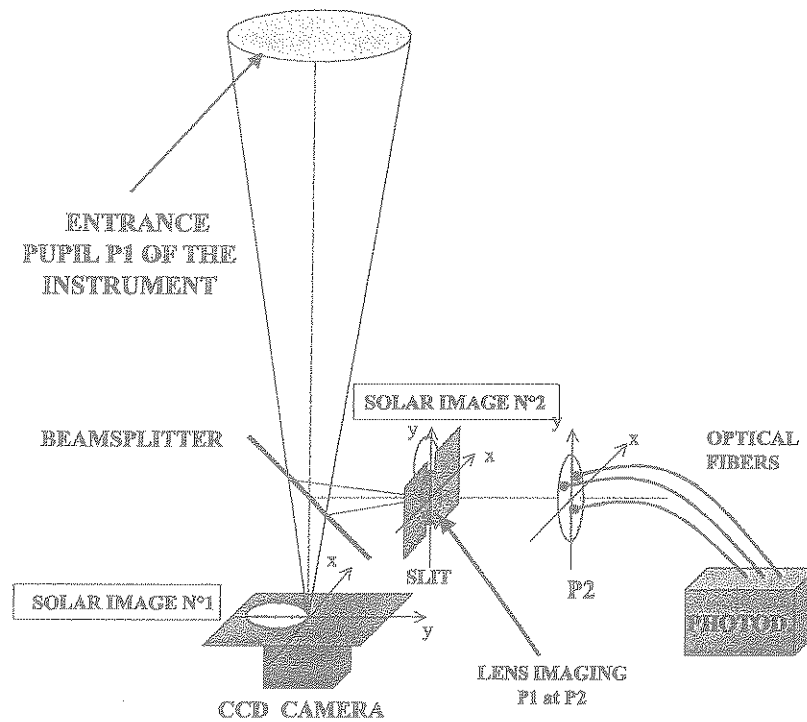


Fig. 1 Schéma de principe de MISOLFA

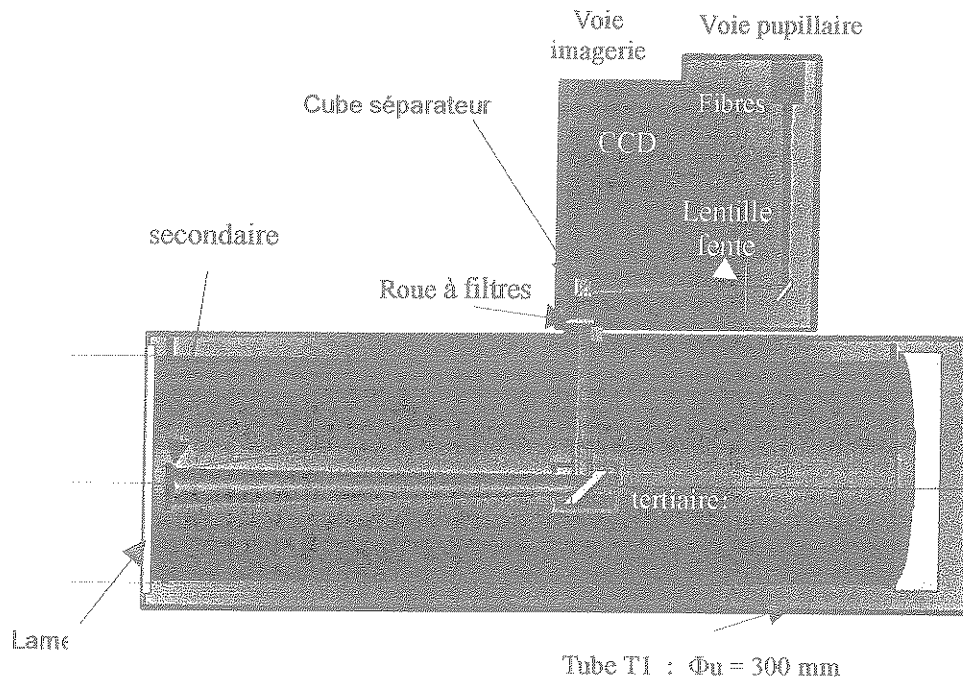


Fig. 2 Schéma technique de MISOLFA

ACQUISITION DES DONNEES DE LA VOIE *PLAN PUPILLE*

L'image formée dans la voie *plan pupille*, présente des fluctuations d'intensité qui reflètent celles des angles d'arrivée du front d'onde dégradé par la turbulence. Trois photodiodes sont disposées sur l'image pour enregistrer les fluctuations de flux intégrées sur des zones angulaires de taille différentes. Les paramètres de la turbulence désirés sont alors estimés à partir de l'acquisition temporelle du signal délivré par les photodiodes.

La lumière ainsi collectée sur cette image de pupille est véhiculée par trois fibres optiques pour des inter corrélations entre plusieurs points de la pupille. On utilisera des diamètres de fibre correspondant respectivement à $0.5 r_0$, r_0 et $2r_0$ soit 0.5mm 1mm et 2mm pour le site de Calern. La fibre optique sera en plastique (disponible et facile à manier) à saut ou gradient d'indice. Les longueurs des trois fibres n'excéderont pas les 30 cm d'où une perte de flux de lumière quasi nulle. L'angle d'ouverture des fibres optiques sera de 0.5 pour couvrir un angle de collecte de lumière assez important car la connexion fibre/ pupille sera probablement onéreuse et complexe à réaliser.

La connexion fibre optique- photodiode sera faite par des bagues en alliage de cuivre et des connecteurs genre SMA pour d'une part éviter toute perte de lumière entre la fibre optique et la surface sensible de la photodiode, et d'autre part faciliter le montage et le démontage entre la partie optique et la partie électronique.

Pour des besoins expérimentaux concernant l'optique solaire, seule une seule longueur d'onde sera mesurée à la fois d'où l'utilisation de plusieurs filtres à bande spectrale étroite atténuant 80% du flux lumineux et couvrant les longueurs: 537.5nm, 635nm et 782nm.

Besoin d'un banc d'essai pour qualifier le choix de la fibre optique et de la photodiode :

La puissance du flux de lumière qui arrive au plan pupille de l'instrument est estimée à $1,25 \cdot 10^{-2}$ W.

L'atténuation apportée par la fente de $250\mu\text{m} \cdot 5\text{mm}$, réduit le flux à $1\mu\text{W}$ environ.

La lentille placée dans le plan focal de l'instrument forme une image de la pupille de l'ordre de 1cm. En utilisant une fibre optique de 1mm de diamètre l'intensité du flux lumineux sera divisée par 100 c'est-à-dire 10nW .

L'utilisation de filtres à bande spectrale étroite réduira encore davantage le flux lumineux transmis à la fibre optique.

Il s'agit donc de transmettre un flux lumineux sur une longueur de fibre optique de l'ordre de 20cm vers une photodiode qui devra détecter une partie importante des photons incidents et les convertir en signal électrique suffisamment significatif pour ne pas être noyé dans le bruit dû à l'imperfection du composant et la température.

La réalisation d'un banc d'essai optique s'inscrit dans la nécessité de créer des conditions similaires à celles qui existeraient sur le montage optique de la voie pupille du télescope ; afin d'affirmer le choix de la fibre optique, de sa longueur, le choix de la photodiode, ainsi que de la préamplification du signal issu à un niveau suffisant pour permettre de le manipuler ou de le traiter.

Conception du banc d'essai optique

Dans le cas qui nous intéresse, la fibre optique est utilisée comme guide de lumière visible et non pas comme transmetteur de données. La fente placée devant l'image du bord solaire agit comme variateur d'intensité lumineuse et par suite comme variateur de fréquence.

Approche électronique :

Pour recréer cette situation optique, nous allons nous baser sur la lumière émise par une Led emboîtée dans un connecteur optique genre FC, SC ou autre, spécialement conçus pour connecter des fibres optiques. Ce genre de Led émet généralement sur une longueur d'onde de 660nm.

Le cahier de charge de l'expérience nécessite un signal de basse fréquence variant de 0 à 5KHz maximum. Le banc d'essai sera donc un modulateur de lumière couvrant toute cette bande fréquentielle.

Un générateur de signaux fournit le signal électrique dans cette bande de fréquence, une fois amplifiée il sera appliqué au transmetteur à base de Led pour être véhiculé sur la fibre optique vers la photodiode.

L'amplificateur du signal électrique sera muni d'un variateur de gain pour pouvoir varier l'intensité lumineuse émise par la Led en fonction de sa réponse quantique.

Une relation entre l'amplitude du courant électrique appliqué à la Led et le flux lumineux émis par celle-ci doit être établie afin de pouvoir optimiser les conditions exactes de l'expérience réelle (un flux de 10nW approximativement).

Approche optique :

Une autre approche serait de reconstituer la pupille de l'instrument. Une lentille munie d'une fente aux dimensions de celle de l'instrument. Une simulation du bord solaire permettrait de se mettre dans des conditions presque réelles et de moduler l'intensité du flux lumineux.

La connexion fibre optique pupille serait à étudier et à concevoir.

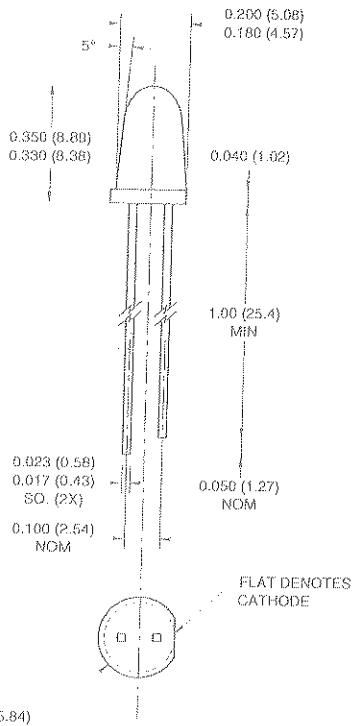
L'inhomogénéité du flux lumineux sur la pupille pourrait être simulée par la dispersion de lumière générée par le modulateur placé derrière la lentille.

Un dépoli grossier de la lentille simulera aussi la non uniformité de phase du flux.

La position de la fibre par rapport à la pupille mettra en valeur cette variation de flux.

SUPER BRIGHT T-1 3/4 (5 mm) LED LAMP - Water Clear

PACKAGE DIMENSIONS



NOTES:

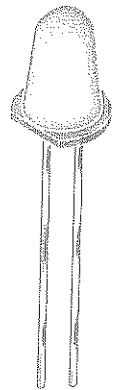
1. Dimensions for all drawings are in inches (mm).
2. Lead spacing is measured where the leads emerge from the package.
3. Protruded resin under the flange is 1.5 mm (0.059") max.

SUPER RED
MV8111 MV8112
MV8113 MV8114

MV811X

FEATURES

- Popular T-1 3/4 package
- Super high brightness suitable for outdoor applications
- Solid state reliability
- Water clear optics
- Standard 100 mil. lead spacing



DESCRIPTION

This T-1 3/4 super bright LED has a narrow viewing angle of 12° for concentrated light output. The MV811X series is made with an AlGaAs LED that emits red light at 660 nm. It is encapsulated in a water clear epoxy lens package.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Rating	Unit
Operating Temperature	T _{OPR}	-40 to +100	°C
Storage Temperature	T _{STG}	-40 to +100	°C
Lead Soldering Time	T _{SOL}	260 for 5 sec	°C
Continuous Forward Current	I _F	30	mA
Peak Forward Current (f = 1.0 KHz, Duty Factor = 1/10)	I _F	200	mA
Reverse Voltage	V _R	5	V
Power Dissipation	P _D	100	mW

SUPER BRIGHT T-1 3/4 (5 mm) LED LAMP - Water Clear

SUPER RED MV8111X
MV8111 MV8112
MV8113 MV8114

ELECTRICAL / OPTICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C)

Part Number	MV8111	MV8112	MV8113	MV8114	Condition
Luminous Intensity (mcd)					I _F = 20mA
Minimum	250	630	1000	1600	
Typical	370	940	1500	2400	
Forward Voltage (V)					I _F = 20mA
Maximum	2.4	2.4	2.4	2.4	
Typical	1.7	1.7	1.7	1.7	
Peak Wavelength (nm)	660	660	660	660	I _F = 20mA
Spectral Line Half Width (nm)	20	20	20	20	I _F = 20mA
Viewing Angle (°)	12	12	12	12	I _F = 20mA

TYPICAL PERFORMANCE CURVES

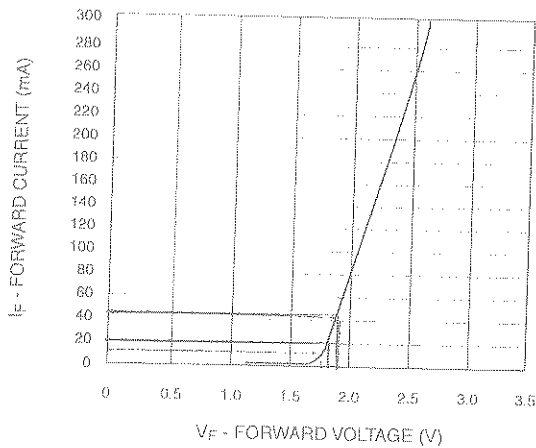


Fig. 1 Forward Current vs. Forward Voltage

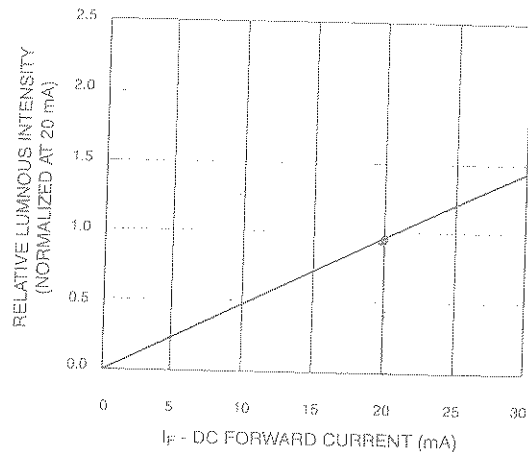


Fig. 2 Relative Luminous Intensity vs. DC Forward Current

SUPER BRIGHT T-1 3/4 (5 mm) LED LAMP - Water Clear

SUPER RED	MV811X
MV8111 MV8112	
MV8113 MV8114	

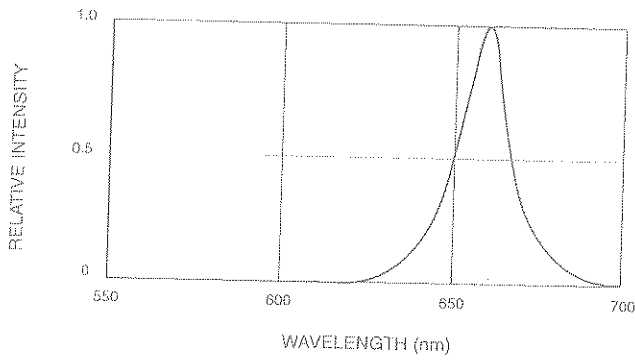
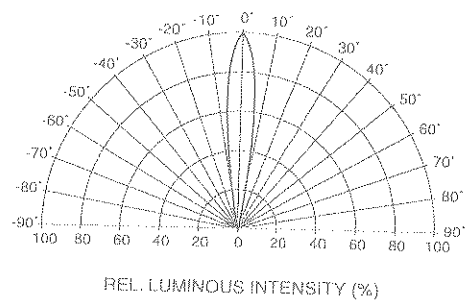


Fig. 3 Relative Intensity vs. Peak Wavelength



REL. LUMINOUS INTENSITY (%)

Fig. 4 Radiation Diagram

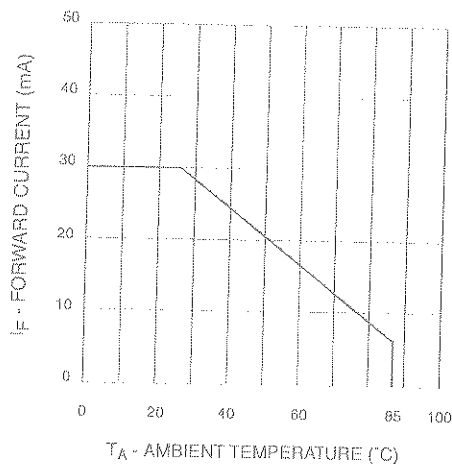


Fig. 5 Current Derating Curve

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



Ultralow Offset Voltage Dual Op Amp

AD708

FEATURES

Very High DC Precision

- 30 μV max Offset Voltage
- 0.3 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ max Offset Voltage Drift
- 0.35 μV p-p max Voltage Noise (0.1 Hz to 10 Hz)
- 5 Million V/V min Open Loop Gain
- 130 dB min CMRR
- 120 dB min PSRR

Matching Characteristics

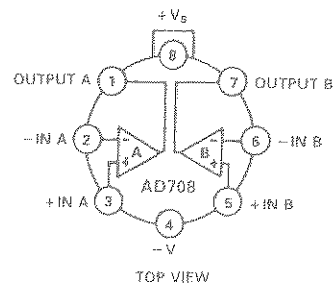
- 30 μV max Offset Voltage Match
- 0.3 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ max Offset Voltage Drift Match
- 130 dB min CMRR Match

Single Version: AD707

Available in 8-Pin Plastic Mini-DIP,
Hermetic Cerdip and TO-99 Metal Can
Packages, Chips and /883B Parts Available.

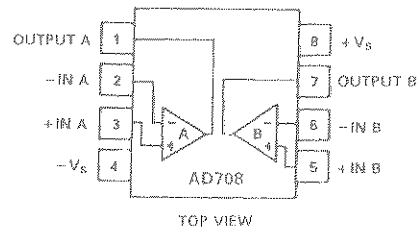
CONNECTION DIAGRAMS

TO-99 (H) Package



NOTE: PIN 4 CONNECTED TO CASE

Plastic (N), and Cerdip (Q) Packages



PRODUCT DESCRIPTION

The AD708 is a very high precision, dual monolithic operational amplifier. Each amplifier individually offers excellent dc precision with the best available max offset voltage and offset voltage drift of any dual bipolar op amp. In addition, the matching specifications are the best available in any dual op amp.

The AD708 sets a new standards for dual precision op amps by providing 5 V/ μV min open loop gain and guaranteed max input voltage noise of 350 nV p-p (0.1 Hz to 10 Hz). All dc specifications show excellent stability over temperature, with offset voltage drift typically 0.1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ and input bias current drift of 25 pA/ $^\circ\text{C}$ max. Both CMRR (130 dB min) and PSRR (120 dB min) are an order of magnitude improved over any available single monolithic op amp except the AD707.

The AD708 is available in four performance grades. The AD708J is rated over the commercial temperature range of 0°C to +70°C and is available in a plastic mini-DIP package. The AD708A and AD708B are rated over the industrial temperature range of -40°C to +85°C and are available in a cerdip and TO-99 package. The AD708S is rated over the military temperature range of -55°C to +125°C and is available in cerdip and TO-99 packages. Military versions are available processed to MIL-STD-883B, Rev. C.

APPLICATION HIGHLIGHTS

1. The combination of outstanding matching and individual specifications make the AD708 ideal for constructing high gain, precision instrumentation amplifiers.
2. The low offset voltage drift and low noise of the AD708 allows the designer to amplify very small signals without sacrificing overall system performance.
3. The AD708's 10 V/ μV typical open loop gain and 140 dB common-mode rejection make it ideal for precision applications.
4. Unmounted dice are available for hybrid circuit applications.
5. The AD708 is an improved replacement for the LT1002.

REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 617/329-4700 Fax: 617/326-8703

AD708—SPECIFICATIONS (@ +25°C and ±15 V dc, unless otherwise noted)

Model	Conditions	AD708JA			AD708B			AD708S			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT OFFSET VOLTAGE¹											
Drift	T_{MIN} to T_{MAX}	30	100		5	50		5	30		μV
Long Term Stability		0.3	1.0		0.1	0.4		0.1	0.3		$\mu V/^{\circ}C$
INPUT BIAS CURRENT											
Average Drift	T_{MIN} to T_{MAX}	1.0	2.5		0.5	1.0		0.5	1		nA
Offset Current	$V_{CM} = 0 V$	2.0	4.0		1.0	2.0		1.0	4		nA
Average Drift	T_{MIN} to T_{MAX}	15	40		10	25		10	30		pA/ $^{\circ}C$
OFFSET CURRENT											
Average Drift	T_{MIN} to T_{MAX}	0.5	2.0		0.1	1.0		0.1	1		nA
MATCHING CHARACTERISTICS²											
Offset Voltage	T_{MIN} to T_{MAX}		80			50			30		μV
Offset Voltage Drift			150			75			50		μV
Input Bias Current	T_{MIN} to T_{MAX}		1.0			0.4			0.3		$\mu V/^{\circ}C$
Common-Mode Rejection	T_{MIN} to T_{MAX}		4.0			1.0			1.0		nA
Power Supply Rejection	T_{MIN} to T_{MAX}	120	140		130	140		130	140		nA
Channel Separation	T_{MIN} to T_{MAX}	110			130			130			dB
		110			120			120			dB
		110			120			120			dB
		135			140			140			dB
INPUT VOLTAGE NOISE											
	0.1 Hz to 10 Hz	0.23	0.6		0.23	0.6		0.23	0.35		μV p-p
	$f = 10$ Hz	10.3	18		10.3	12		10.3	12		nV/ \sqrt{Hz}
	$f = 100$ Hz	10.0	13.0		10.0	11.0		10.0	11		nV/ \sqrt{Hz}
	$f = 1$ kHz	9.6	11.0		9.6	11.0		9.6	11		nV/ \sqrt{Hz}
INPUT CURRENT NOISE											
	0.1 Hz to 10 Hz	14	35		14	35		14	35		pA p-p
	$f = 10$ Hz	0.32	0.9		0.32	0.8		0.32	0.8		pA/ \sqrt{Hz}
	$f = 100$ Hz	0.14	0.27		0.14	0.23		0.14	0.23		pA/ \sqrt{Hz}
	$f = 1$ kHz	0.12	0.18		0.12	0.17		0.12	0.17		pA/ \sqrt{Hz}
COMMON-MODE REJECTION RATIO											
	$V_{CM} = \pm 13 V$	120	140		130	140		130	140		dB
	T_{MIN} to T_{MAX}	120	140		130	140		130	140		dB
OPEN-LOOP GAIN											
	$V_O = \pm 10 V$										V/ μV
	$R_{LOAD} \geq 2 k\Omega$	3	10		5	10		4	10		V/ μV
	T_{MIN} to T_{MAX}	3	10		5	10		4	7		V/ μV
POWER SUPPLY REJECTION RATIO											
	$V_S = \pm 13 V$ to $\pm 18 V$	110	130		120	130		120	130		dB
	T_{MIN} to T_{MAX}	110	130		120	130		120	130		dB
FREQUENCY RESPONSE											
Closed Loop Bandwidth		0.5	0.9		0.5	0.9		0.5	0.9		MHz
Slew Rate		0.15	0.3		0.15	0.3		0.15	0.3		V/ μs
INPUT RESISTANCE											
Differential		60			200			200			M Ω
Common Mode		200			400			400			G Ω
OUTPUT VOLTAGE											
	$R_{LOAD} \geq 10 k\Omega$	13.5	14		13.5	14.0		13.5	14		$\pm V$
	$R_{LOAD} \geq 2 k\Omega$	12.5	13.0		12.5	13.0		12.5	13		$\pm V$
	$R_{LOAD} \geq 1 k\Omega$	12.0	12.5		12.0	12.5		12.0	12.5		$\pm V$
	$R_{LOAD} \geq 2 k\Omega$										$\pm V$
	T_{MIN} to T_{MAX}	12.0	13.0		12.0	13.0		12.0	13		$\pm V$
OPEN-LOOP OUTPUT RESISTANCE											
		60			60			60			Ω

Model	Conditions	AD708J/A			AD708B			AD708S			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
POWER SUPPLY											
Quiescent Current	$V_S = \pm 15\text{ V}$ No Load	4.5	5.5		4.5	5.5		4.5	5.5		mA
Power Consumption		$V_S = \pm 3\text{ V}$	135	165		135	165		135	165	
Operating Range		± 3	± 18		± 3	± 18		± 3	± 18		V

NOTES

¹Input offset voltage specifications are guaranteed after 5 minutes of operation at $T_A = +25^\circ\text{C}$.

²Matching is defined as the difference between parameters of the two amplifiers.

All min and max specifications are guaranteed. Specifications in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels.

Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

Supply Voltage	$\pm 22\text{ V}$
Internal Power Dissipation ²	
Input Voltage ³	$\pm V_S$
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Differential Input Voltage	$+V_S$ and $-V_S$
Storage Temperature Range (Q, H)	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range (N)	-65°C to $+125^\circ\text{C}$
Lead Temperature Range (Soldering 60 sec)	$+300^\circ\text{C}$

NOTES

¹Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

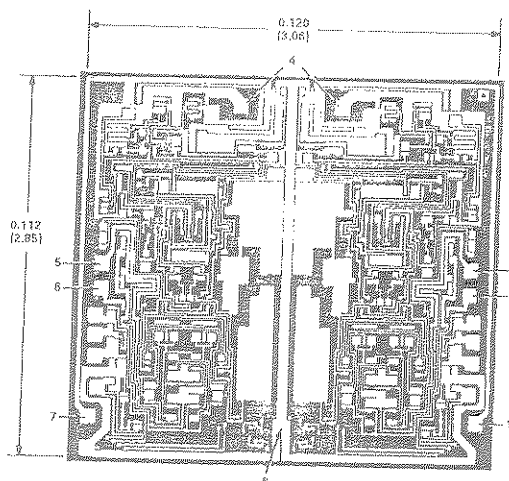
²Thermal Characteristics

8-Pin Plastic Package:	$\theta_{JC} = 33^\circ\text{C/Watt}$, $\theta_{JA} = 100^\circ\text{C/Watt}$
8-Pin Cerdip package:	$\theta_{JC} = 30^\circ\text{C/Watt}$, $\theta_{JA} = 110^\circ\text{C/Watt}$
8-Pin Metal Can Package:	$\theta_{JC} = 65^\circ\text{C/Watt}$, $\theta_{JA} = 150^\circ\text{C/Watt}$

³For supply voltages less than $\pm 22\text{ V}$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

METALIZATION PHOTOGRAPH

Dimensions shown in inches and (mm).
Contact factory for latest dimensions.



ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option*
AD708JN	0°C to $+70^\circ\text{C}$	8-Pin Plastic DIP	N-8
AD708AQ	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	8-Pin Cerdip	Q-8
AD708BQ	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	8-Pin Cerdip	Q-8
AD708SQ	-55°C to $+125^\circ\text{C}$	8-Pin Cerdip	Q-8
AD708AH	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	8-Pin Header	H-08A
AD708BH	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	8-Pin Header	H-08A
AD708SH	-55°C to $+125^\circ\text{C}$	8-Pin Header	H-08A
AD708SH/883B	-55°C to $+125^\circ\text{C}$	8-Pin Header	H-08A
AD708J Grade Chips	0°C to $+70^\circ\text{C}$	Die	
AD708S Grade Chips	-55°C to $+125^\circ\text{C}$	Die	

*N = Plastic DIP; Q = Cerdip; H = Hermetic Metal Can.

AD708—Typical Characteristics ($V_S = \pm 15\text{ V}$ and $T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

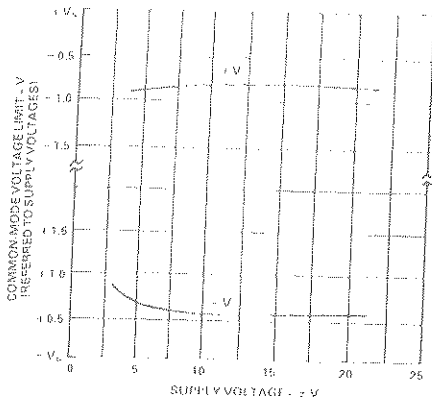


Figure 1. Input Common-Mode Range vs. Supply Voltage

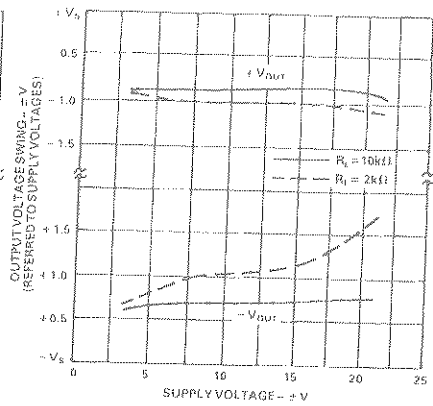


Figure 2. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage

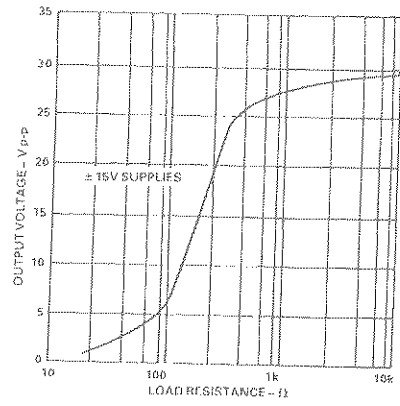


Figure 3. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

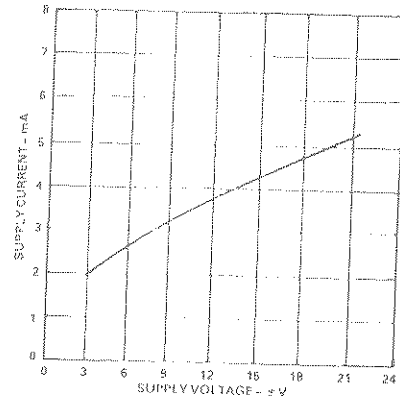


Figure 4. Supply Current vs. Supply Voltage

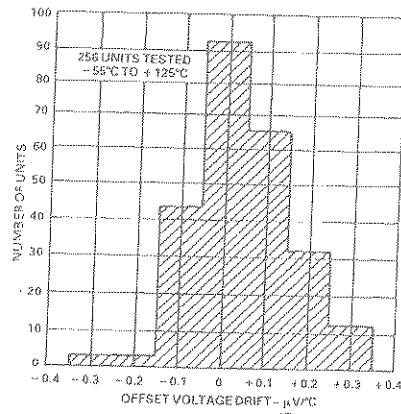


Figure 5. Typical Distribution of Offset Voltage Drift

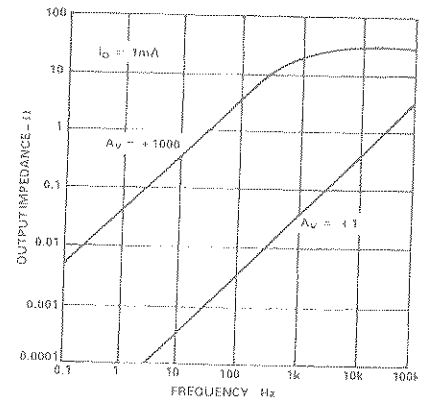


Figure 6. Output Impedance vs. Frequency

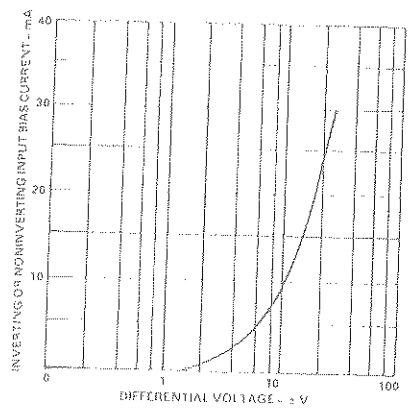


Figure 7. Input Bias Current vs. Differential Input Voltage

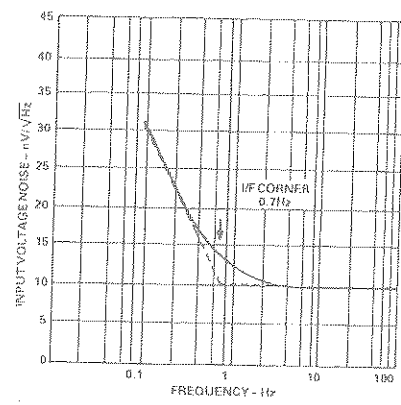


Figure 8. Input Noise Spectral Density

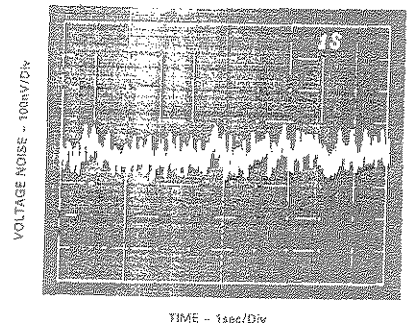


Figure 9. 0.1Hz to 10Hz Voltage Noise

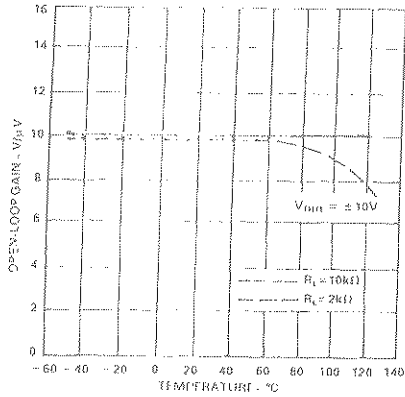


Figure 10. Open-Loop Gain vs. Temperature

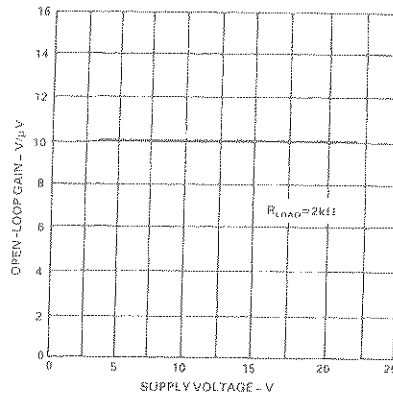


Figure 11. Open-Loop Gain vs. Supply Voltage

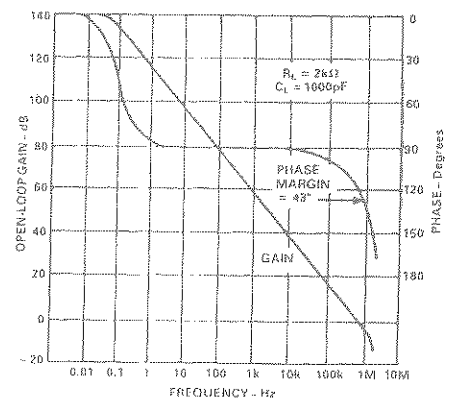


Figure 12. Open-Loop Gain and Phase vs. Frequency

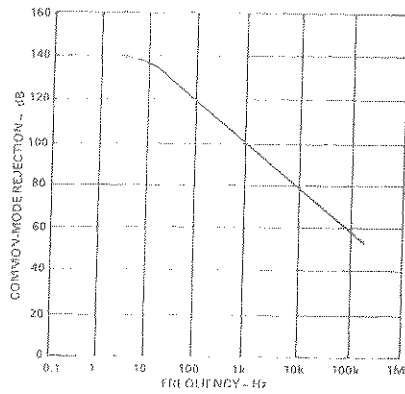


Figure 13. Common-Mode Rejection vs. Frequency

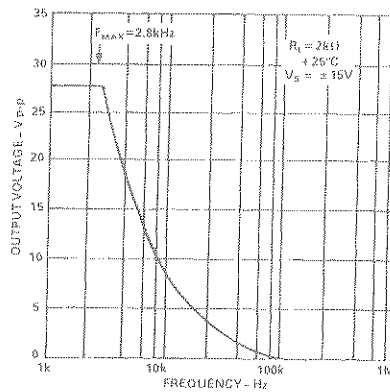


Figure 14. Large Signal Frequency Response

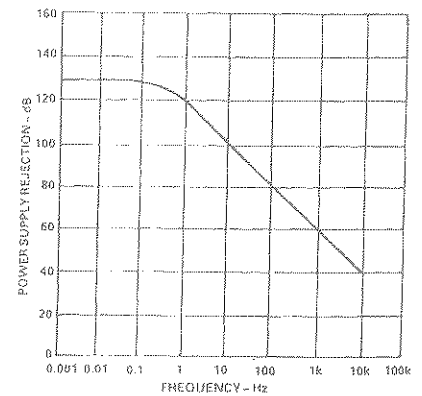


Figure 15. Power Supply Rejection vs. Frequency

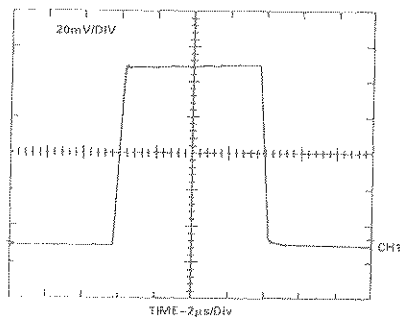


Figure 16. Small Signal Transient Response;
 $A_V = +1$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 50pF$

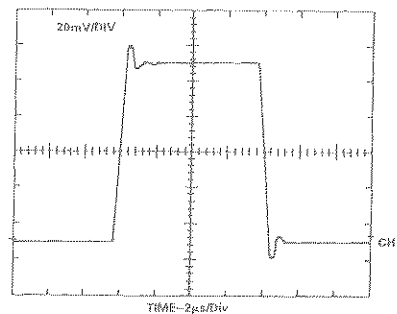


Figure 17. Small Signal Transient Response;
 $A_V = +1$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 1000pF$

AD708—Matching Characteristics

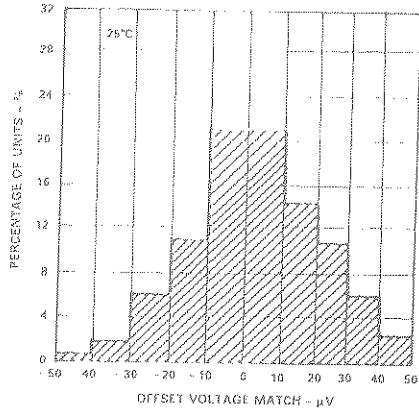


Figure 18. Typical Distribution of Offset Voltage Match

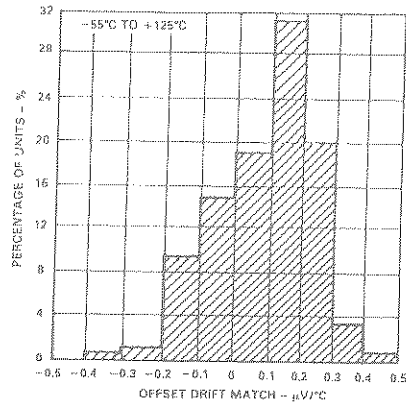


Figure 19. Typical Distribution of Offset Voltage Drift Match

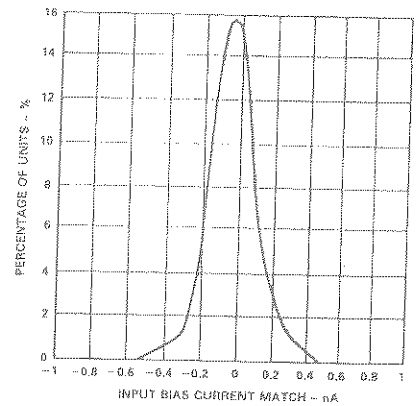


Figure 20. Typical Distribution of Input Bias Current Match

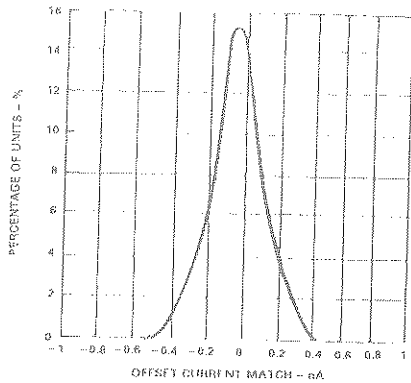


Figure 21. Typical Distribution of Input Offset Current Match

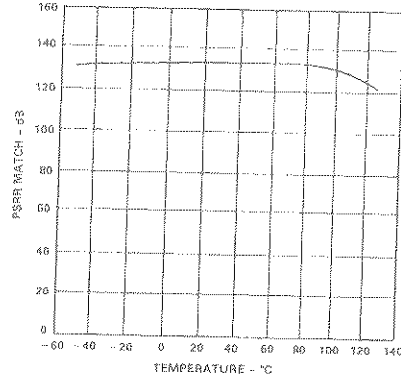


Figure 22. PSRR Match vs. Temperature

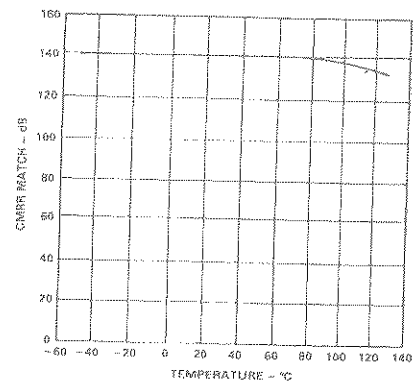


Figure 23. CMRR Match vs. Temperature

Crosstalk from Thermal Effects of Power Dissipation

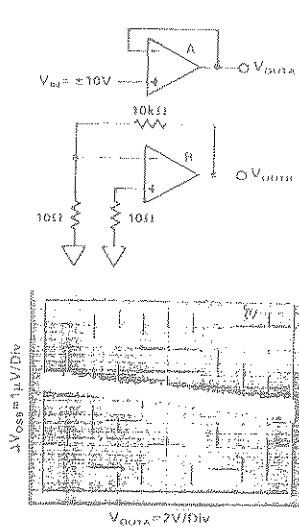


Figure 24. Crosstalk with No Load

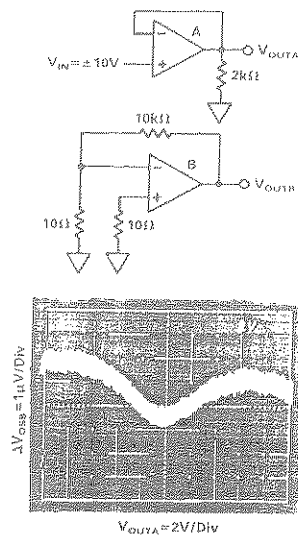


Figure 25. Crosstalk with 2kΩ Load

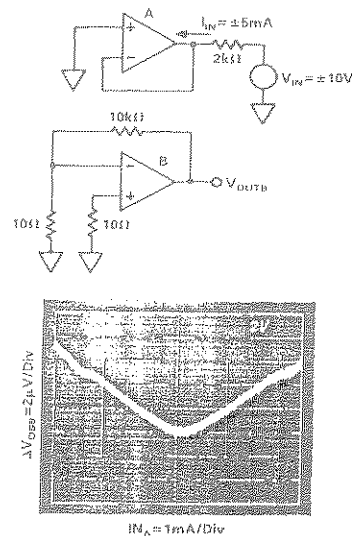


Figure 26. Crosstalk under Forced Source and Sink Conditions

CROSSTALK PERFORMANCE OF THE AD708

The AD708 exhibits very low crosstalk as shown in Figures 24, 25 and 26. Figure 24 shows the offset voltage induced in side B of the AD708 when side A's output is moving slowly (0.2 Hz) from -10 V to +10 V under no load. This is the least stressful situation to the part since the overall power in the chip does not change; only the location of the power in the output devices changes. Figure 25 shows side B's input offset voltage change when side A is driving a 2 kΩ load. Here the power is being changed in the chip with the maximum power change occurring at ±7.5 V. Figure 26 shows crosstalk under the most severe conditions. Side A is connected as a follower with 0 V input, and is now forced to sink and source ±5 mA of output current (Power = (30 V) (5 mA) = 150 mW). Even this large change in power causes only an 8 μV (linear) change in side B's input offset voltage.

OPERATION WITH A GAIN OF -100

To show the outstanding dc precision of the AD708 in real application, Table I shows an error budget calculation for a gain of -100 configuration shown in Figure 27.

Table I.

Error Sources	Maximum Error Contribution A _v = 100 (S Grade) (Full Scale: V _{OUT} = 10 V, V _{IN} = 100 mV)	
	V _{OS}	30 μV/100 mV
I _{OS}	(100 kΩ)(1 nA)/10 V	= 10 ppm
Gain (2 kΩ load)	10 V/(5*10 ⁶)/100 mV	= 20 ppm
Noise	0.35 μV/100 mV	= 4 ppm
V _{OS} Drift	(0.3 μV/°C)/100 mV	= 3 ppm/°C
		= 334 ppm
		+3 ppm/°C
Total Unadjusted Error	@ 25°C	= 334 ppm > 11 Bits
	-55°C to +125°C	= 634 ppm > 10 Bits
With Offset Calibrated Out	@ 25°C	= 34 ppm > 14 Bits
	-55°C to +125°C	= 334 ppm > 11 Bits

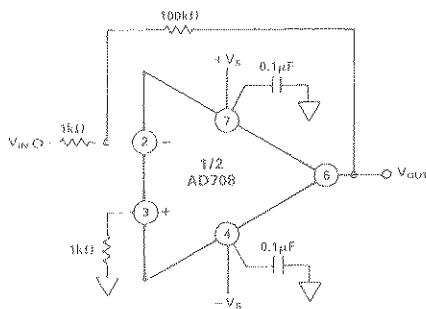


Figure 27. Gain of -100 Configuration

This error budget assumes no error in the resistor ratio and no error from power supply variation (the 120 dB minimum PSRR of the AD708S makes this a good assumption). The external resistors can cause gain error from mismatch and drift over temperature.

High Precision Programmable Gain Amplifier

The three op amp programmable gain amplifier shown in Figure 28 takes advantage of the outstanding matching characteristics of the AD708 to achieve high dc precision. The gains of the circuit

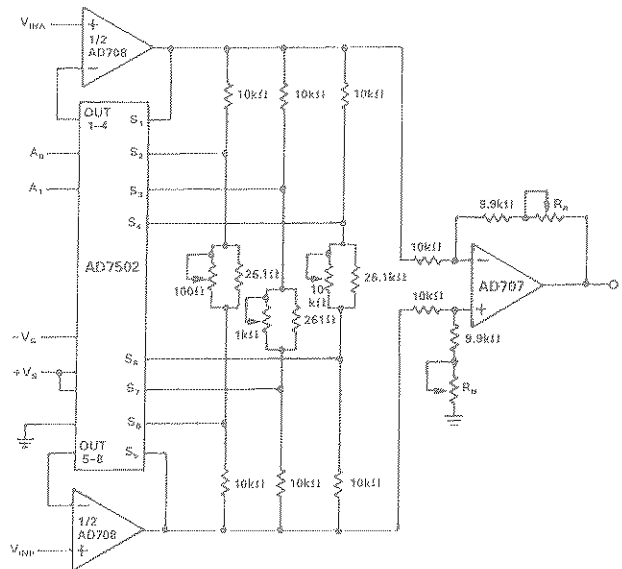


Figure 28. Precision PGA

are controlled by the select lines, A0 and A1 of the AD7502 multiplexer, and are 1, 10, 100 and 1000 in this design.

The input stage attains very high dc precision due to the 30 μV maximum offset voltage match of the AD708S and the 1 nA maximum input bias current match. The accuracy is maintained over temperature because of the ultralow drift performance of the AD708. The output stage uses an AD707J and well matched resistors configured as a precision subtracter.

To achieve 0.1% gain accuracy, along with high common-mode rejection, the circuit should be trimmed as follows:

To maximize common-mode rejection:

1. Set the select lines for Gain = 1 and ground V_{INB}.
2. Apply a precision dc voltage to V_{INA} and trim R_A until V_O = -V_{INA} to the required precision.
3. Next connect V_{INB} to V_{INA} and apply an input voltage equal to the full-scale common-mode expected.
4. Trim R_B until V_O = 0 V.

To minimize gain errors:

1. Select Gain = 10 with the control lines and apply a differential input voltage.
2. Adjust the 100 Ω potentiometer such that V_O = 10 V_{IN} (adjust V_{IN} magnitude as necessary).
3. Repeat for Gain = 100 and Gain = 1000, adjusting 1 kΩ and 10 kΩ potentiometers, respectively.

The design shown should allow for 0.1% gain accuracy and 0.1 μV/V common-mode rejection when ±1% resistors and ±5% potentiometers are used.

BRIDGE SIGNAL CONDITIONER

The AD708 can be used in the circuit in Figure 29 to produce an accurate and inexpensive dynamic bridge conditioner. The low offset voltage match and low offset voltage drift match of the AD708 combine to achieve circuit performance better than all but the best instrumentation amplifiers. The AD708's outstanding specs: open loop gain, input offset currents and low input bias currents, do not limit circuit accuracy.

Si photodiode S2592/S3477 series



Thermoelectrically cooled photodiode for low-light-level detection in UV to near IR

S2592/S3477 series sensors combine a UV to near infrared Si photodiode with a thermoelectric cooler. A thermistor is also included in the same package to sense the Si photodiode chip temperature. This allows stable operation over long periods of time, making these sensors suitable for low-light-level detection where a high S/N is required.

S2592 series is hermetically sealed in a TO-8 package, and S3477 series in a TO-66 package. A dedicated temperature controller (C1103-04) and heatsink (A3179 series) are also available as options (sold separately).

- High S/N
- High UV sensitivity
- Built-in thermistor allows stable operation
- Low-light-level detection

General ratings

Parameter	S2592-00	S3477-00	S2592-04	S3477-04	Unit
Built-in photodiode	S1336 series				-
Window material	Sapphire glass				-
Active area	2.4 × 2.4		5.8 × 5.8		mm
Package	TO-8	TO-66	TO-8	TO-66	

Absolute maximum ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Reverse voltage	V _R	5	V
Operating temperature	T _{opr}	-40 to +70	°C
Storage temperature	T _{stg}	-55 to +85	°C
Allowable current for thermoelectric cooler	I _{te}	1.5	A
Thermistor power dissipation	P _{th}	0.2	mW

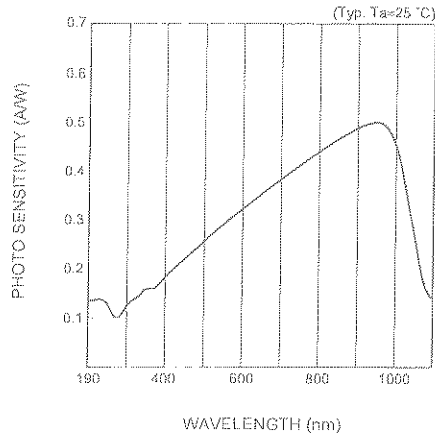
Electrical and optical characteristics (Typ. T_a=25 °C)

Parameter	Symbol	Condition	S2592-00	S3477-00	S2592-04	S3477-04	Unit
Spectral response range	λ		190 to 1100				nm
Peak sensitivity wavelength	λ _p		960				nm
Photo sensitivity	S	λ=λ _p	0.5				A/W
Short circuit current	I _{sc}	100 lx, 2856 K	5		28		μA
Dark current	I _D	V _R =10 mV	10		25		pA
Temperature coefficient of dark current	T _{CD}		1.15				times/°C
Rise time	t _r	V _R =0 V, R _L =1 kΩ	0.2		1		μs
Terminal capacitance	C _T	V _R =0 V	65		380		pF
Shunt resistance	R _{sh}	V _R =10 mV	1		0.4		GΩ
Noise equivalent power	NEP		8.1 × 10 ⁻¹⁵		1.3 × 10 ⁻¹⁴		W/Hz ^{1/2}
Cooling temperature	ΔT		35				°C

SOLID STATE DIVISION

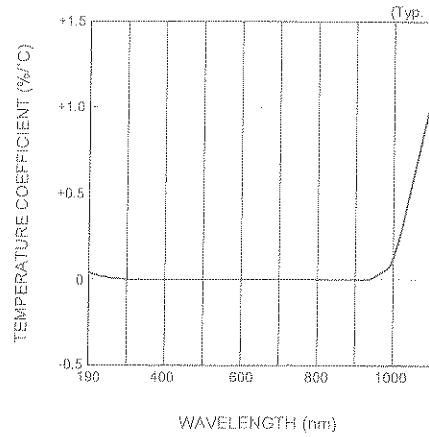
HAMAMATSU

■ Spectral response



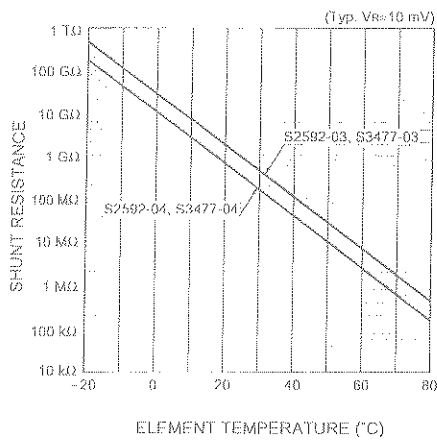
KSPC80162A

■ Photo sensitivity temperature characteristic



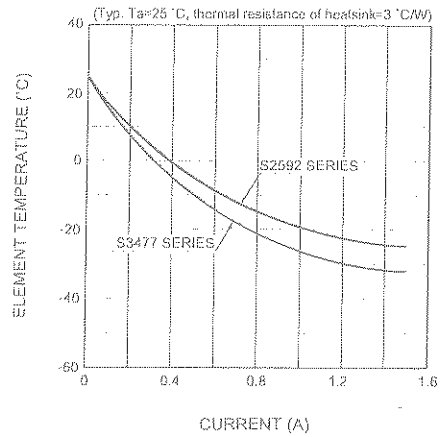
KSPC80953B

■ Shunt resistance vs. element temperature



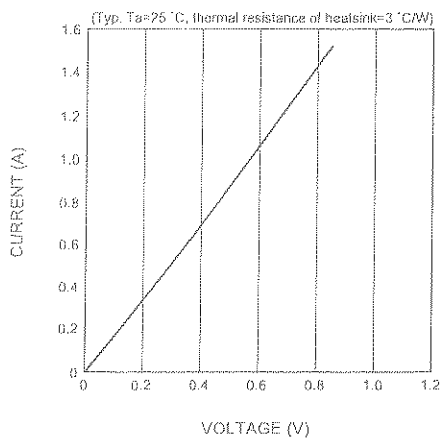
KSPC80163A

■ Cooling characteristics of TE-cooler



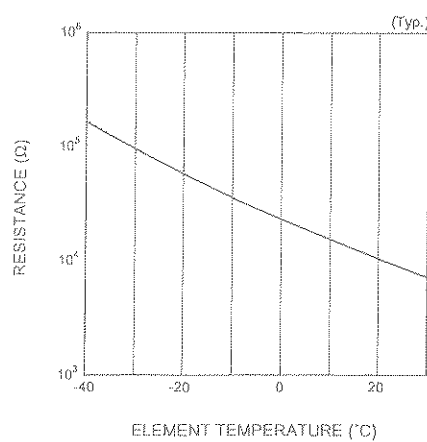
KSPC80164A

■ Current vs. voltage characteristic of TE-cooler



KSPC80165B

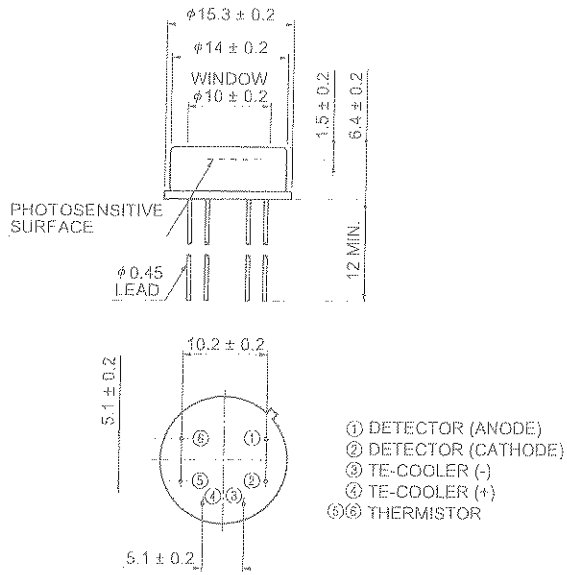
■ Thermistor temperature characteristic



KSPC80166A

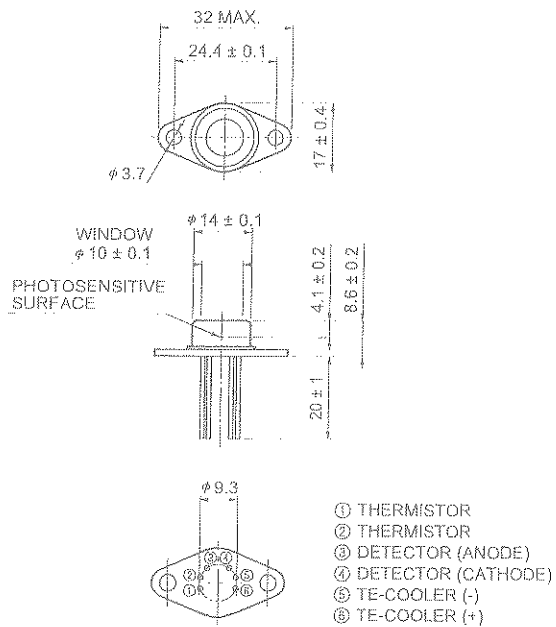
Dimensional outlines (unit: mm)

S2592 series



KS10AB132A

S3477 series



KS10AB134CC



Ultralow Input Bias Current Operational Amplifier

AD549*

FEATURES

- Ultralow Bias Current
 - 60 fA Max (AD549L)
 - 250 fA Max (AD549J)
- Input Bias Current Guaranteed over Common-Mode Voltage Range
- Low Offset Voltage
 - 0.25 mV Max (AD549K)
 - 1.00 mV Max (AD549J)
- Low Offset Drift
 - 5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ Max (AD549K)
 - 20 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ Max (AD549J)
- Low Power
 - 700 mA Max Supply Current
- Low Input Voltage Noise
 - 4 mV p-p 0.1 Hz to 10 Hz
- MIL-STD-883B Parts Available

APPLICATIONS

- Electrometer Amplifiers
- Photodiode Preamp
- pH Electrode Buffer
- Vacuum Ion Gage Measurement

PRODUCT DESCRIPTION

The AD549 is a monolithic electrometer operational amplifier with very low input bias current. Input offset voltage and input offset voltage drift are laser trimmed for precision performance. The AD549's ultralow input current is achieved with "Topgate" JFET technology, a process development exclusive to Analog Devices. This technology allows the fabrication of extremely low input current JFETs compatible with a standard junction-isolated bipolar process. The $10^{15} \Omega$ common-mode impedance, a result of the bootstrapped input stage, ensures that the input current is essentially independent of common-mode voltage.

The AD549 is suited for applications requiring very low input current and low input offset voltage. It excels as a preamp for a wide variety of current output transducers, such as photodiodes, photomultiplier tubes, or oxygen sensors. The AD549 can also be used as a precision integrator or low droop sample and hold. The AD549 is pin-compatible with standard FET and electrometer op amps, allowing designers to upgrade the performance of present systems at little additional cost.

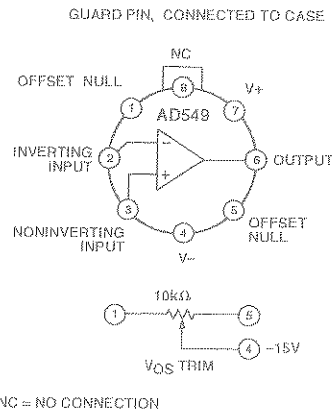
The AD549 is available in a TO-99 hermetic package. The case is connected to Pin 8 so that the metal case can be independently connected to a point at the same potential as the input terminals, minimizing stray leakage to the case.

*Protected by Patent No. 4,639,683.

REV. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

CONNECTION DIAGRAM



The AD549 is available in four performance grades. The J, K, and L versions are rated over the commercial temperature range 0°C to $+70^\circ\text{C}$. The S grade is specified over the military temperature range of -55°C to $+125^\circ\text{C}$ and is available processed to MIL-STD-883B, Rev C. Extended reliability plus screening is also available. Plus screening includes 168-hour burn-in, as well as other environmental and physical tests derived from MIL-STD-883B, Rev C.

PRODUCT HIGHLIGHTS

- The AD549's input currents are specified, 100% tested, and guaranteed after the device is warmed up. Input current is guaranteed over the entire common-mode input voltage range.
- The AD549's input offset voltage and drift are laser trimmed to 0.25 mV and 5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (AD549K), and 1 mV and 20 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (AD549J).
- A maximum quiescent supply current of 700 μA minimizes heating effects on input current and offset voltage.
- AC specifications include 1 MHz unity gain bandwidth and 3 V/ μs slew rate. Settling time for a 10 V input step is 5 μs to 0.01%.

AD549—SPECIFICATIONS (@ +25°C and $V_S = \pm 15$ V DC, unless otherwise noted.)

Parameter	AD549J			AD549K			AD549L			AD549S			Unit
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT BIAS CURRENT¹													
Either Input, $V_{CM} = 0$ V		150	250		75	100		40	60		75	100	fA
Either Input, $V_{CM} = \pm 10$ V		150	250		75	100		40	60		75	100	fA
Either Input at T_{MAX} , $V_{CM} = 0$ V		11			4.2			2.8			420		pA
Offset Current		50			30			20			30		fA
Offset Current at T_{MAX}		2.2			1.3			0.85			125		pA
INPUT OFFSET VOLTAGE²													
Initial Offset		0.5	1.0		0.15	0.25		0.3	0.5		0.3	0.5	mV
Offset at T_{MAX}			1.9			0.4			0.9			2.0	mV
vs. Temperature		10	20		2	5		5	10		10	15	μ V/°C
vs. Supply		32	100		10	32		10	32		10	32	μ V/V
vs. Supply, T_{MIN} to T_{MAX}		32	100		10	32		10	32		32	50	μ V/V
Long-Term Offset Stability		15			15			15			15		μ V/Month
INPUT VOLTAGE NOISE													
$f = 0.1$ Hz to 10 Hz		4			4	6		4			4		μ V p-p
$f = 10$ Hz		90			90			90			90		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$f = 100$ Hz		60			60			60			60		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$f = 1$ kHz		35			35			35			35		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$f = 10$ kHz		35			35			35			35		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT CURRENT NOISE													
$f = 0.1$ Hz to 10 Hz		0.7			0.5			0.36			0.5		fA rms
$f = 1$ kHz		0.22			0.16			0.11			0.16		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT IMPEDANCE													
Differential $V_{DIFF} = \pm 1$		$10^{13} \parallel 1$			$10^{13} \parallel 1$			$10^{13} \parallel 1$			$10^{13} \parallel 1$		$\Omega \parallel \text{pF}$
Common Mode $V_{CM} = \pm 10$		$10^{15} \parallel 0.8$			$10^{15} \parallel 0.8$			$10^{15} \parallel 0.8$			$10^{15} \parallel 0.8$		$\Omega \parallel \text{pF}$
OPEN-LOOP GAIN													
$V_O @ \pm 10$ V, $R_L = 10$ k Ω	300	1000		300	1000		300	1000		300	1000		V/mV
$V_O @ \pm 10$ V, $R_L = 10$ k Ω , T_{MIN} to T_{MAX}	300	800		300	800		300	800		300	800		V/mV
$V_O = \pm 10$ V, $R_L = 2$ k Ω	100	250		100	250		100	250		100	250		V/mV
$V_O = \pm 10$ V, $R_L = 2$ k Ω , T_{MIN} to T_{MAX}	80	200		80	200		80	200		25	150		V/mV
INPUT VOLTAGE RANGE													
Differential ³			± 20			± 20			± 20			± 20	V
Common-Mode Voltage	-10		+10	-10		+10	-10		+10	-10		+10	V
Common-Mode Rejection Ratio $V = +10$ V, -10 V	80	90		90	100		90	100		90	100		dB
T_{MIN} to T_{MAX}	76	80		80	90		80	90		80	90		dB
OUTPUT CHARACTERISTICS													
Voltage @ $R_L = 10$ k Ω , T_{MIN} to T_{MAX}	-12		+12	-12		+12	-12		+12	-12		+12	V
Voltage @ $R_L = 2$ k Ω , T_{MIN} to T_{MAX}	-10		+10	-10		+10	-10		+10	-10		+10	V
Short Circuit Current T_{MIN} to T_{MAX}	15	20	35	15	20	35	15	20	35	15	20	35	mA
Load Capacitance Stability $G = +1$	9			9			9			6			mA
Load Capacitance Stability $G = +1$		4000			4000			4000			4000		pF
FREQUENCY RESPONSE													
Unity Gain, Small Signal	0.7	1.0		0.7	1.0		0.7	1.0		0.7	1.0		MHz
Full Power Response		50			50			50			50		kHz
Slew Rate	2	3		2	3		2	3		2	3		V/ μ s
Settling Time, 0.1%		4.5			4.5			4.5			4.5		μ s
Settling Time, 0.01%		5			5			5			5		μ s
Overload Recovery, 50% Overdrive, $G = -1$		2			2			2			2		μ s

Model	AD549J			AD549K			AD549L			AD549S			Unit	
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
POWER SUPPLY														
Rated Performance		± 15		± 15			± 15			± 15			V	
Operating Current	± 5		± 18	± 5		± 18	± 5		± 18	± 5		± 18	V	
Quiescent Current		0.60	0.70		0.60	0.70		0.60	0.70		0.60	0.70	mA	
TEMPERATURE RANGE														
Operating, Rated Performance	0		+70	0		+70	0		+70	-55		+125	°C	
Storage	-65		+150	-65		+150	-65		+150	-65		+150	°C	
PACKAGE OPTION TO-99 (H-08A) Chips		AD549JH			AD549KH			AD549LH			AD549SH/883B			

NOTES

All min and max specifications are guaranteed. Specifications in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels.

¹Bias current specifications are guaranteed after five minutes of operation at $T_A = +25^\circ\text{C}$. Bias current increases by a factor of 2.3 for every 10°C rise in temperature.

²Input offset voltage specifications are guaranteed after five minutes of operation at $T_A = +25^\circ\text{C}$.

³Defined as max continuous voltage between the inputs such that neither input exceeds $\pm 10\text{ V}$ from ground.

Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

Supply Voltage	$\pm 18\text{ V}$
Internal Power Dissipation	500 mW
Input Voltage ²	$\pm 18\text{ V}$
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Differential Input Voltage	$+V_S$ and $-V_S$
Storage Temperature Range (H)	-65°C to $+125^\circ\text{C}$
Operating Temperature Range	
AD549J (K, L)	0°C to $+70^\circ\text{C}$
AD549S	-55°C to $+125^\circ\text{C}$
Lead Temperature Range (Soldering, 60 sec)	$+300^\circ\text{C}$

NOTES

¹Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

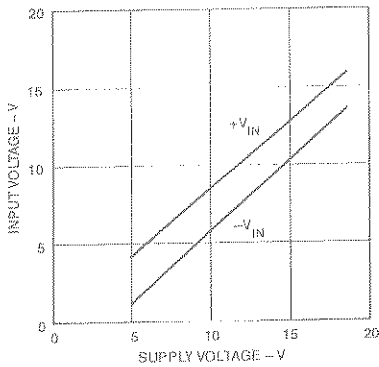
²For supply voltages less than $\pm 18\text{ V}$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

CAUTION

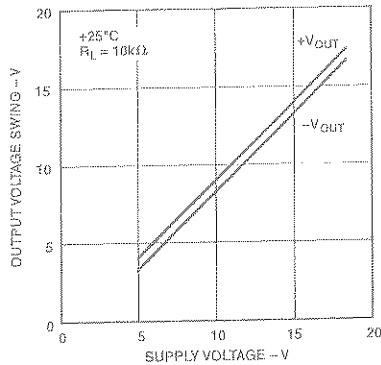
ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD549 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



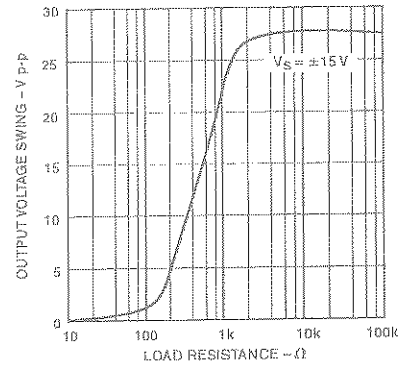
AD549—Typical Performance Characteristics



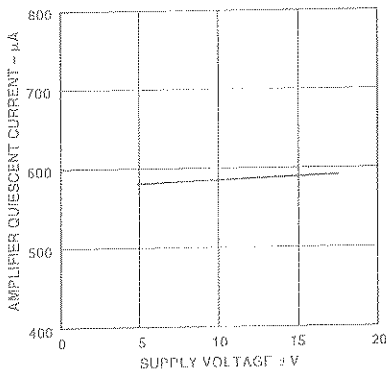
TPC 1. Input Voltage Range vs. Supply Voltage



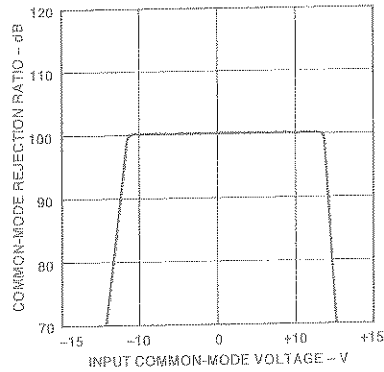
TPC 2. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage



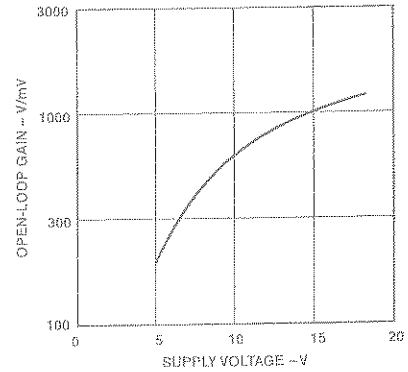
TPC 3. Output Voltage Swing vs. Load Resistance



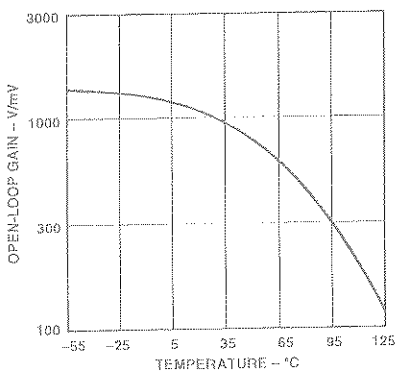
TPC 4. Quiescent Current vs. Supply Voltage



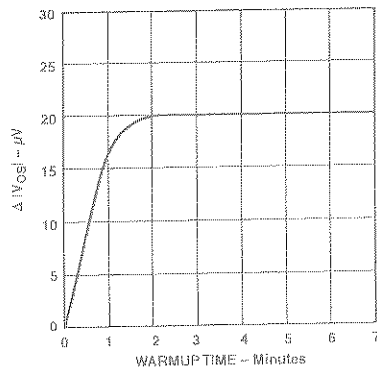
TPC 5. CMRR vs. Input Common-Mode Voltage



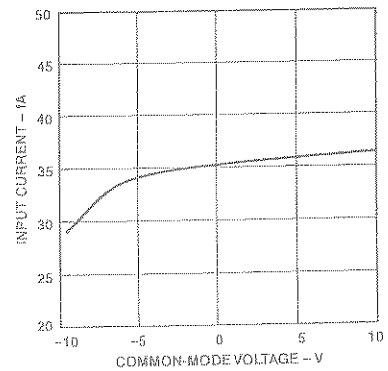
TPC 6. Open-Loop Gain vs. Supply Voltage



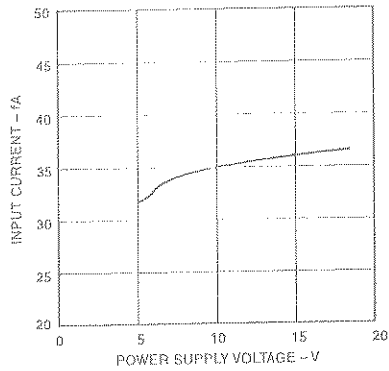
TPC 7. Open-Loop Gain vs. Temperature



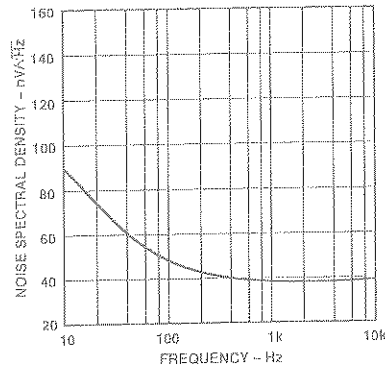
TPC 8. Change in Offset Voltage vs. Warmup Time



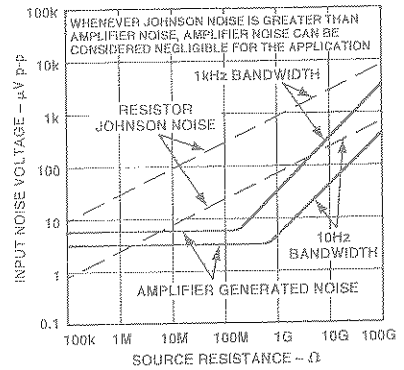
TPC 9. Input Bias Current vs. Common-Mode Voltage



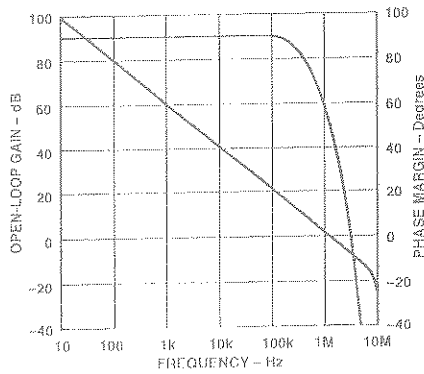
TPC 10. Input Bias Current vs. Supply Voltage



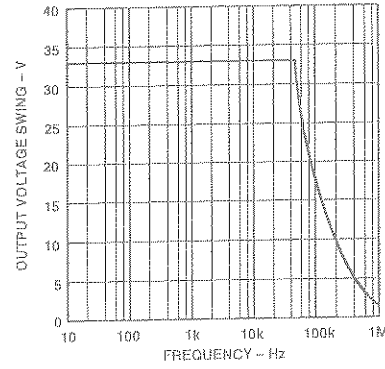
TPC 11. Input Voltage Noise Spectral Density



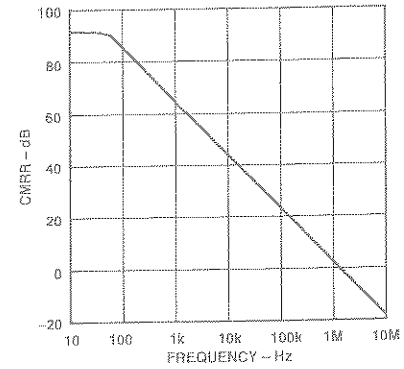
TPC 12. Noise vs. Source Resistance



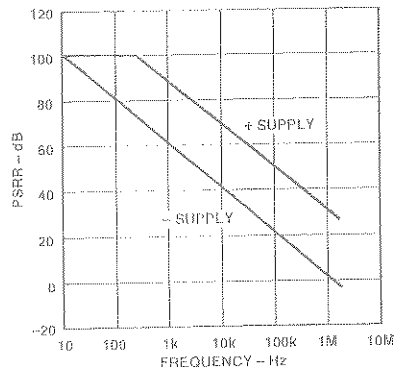
TPC 13. Open-Loop Frequency Response



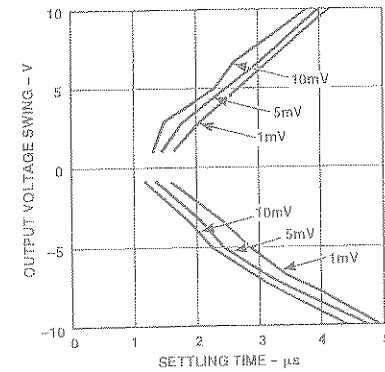
TPC 14. Large Signal Frequency Response



TPC 15. CMRR vs. Frequency

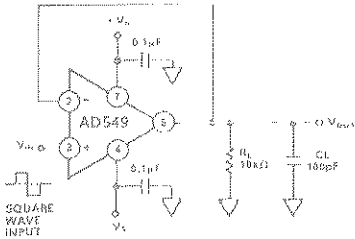


TPC 16. PSRR vs. Frequency Response

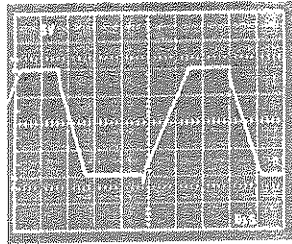


TPC 17. Output Voltage Swing and Error vs. Settling Time

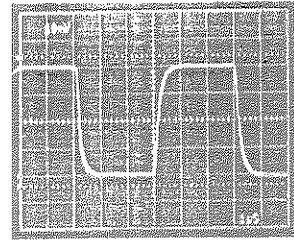
AD549



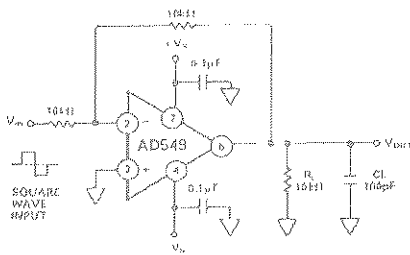
TPC 18. Unity Gain Follower



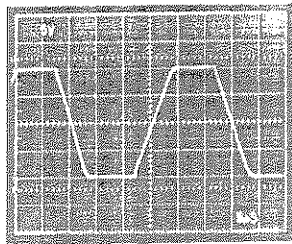
TPC 19. Unity Gain Follower Large Signal Pulse Response



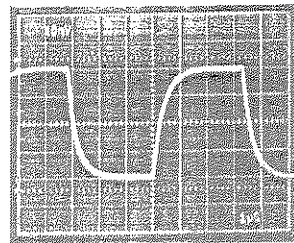
TPC 20. Unity Gain Follower Small Signal Pulse Response



TPC 21. Unity Gain Inverter



TPC 22. Unity Gain Inverter Large Signal Pulse Response



TPC 23. Unity Gain Inverter Small Signal Pulse Response

MINIMIZING INPUT CURRENT

The AD549 has been optimized for low input current and offset voltage. Careful attention to how the amplifier is used will reduce input currents in actual applications.

The amplifier operating temperature should be kept as low as possible to minimize input current. Like other JFET input amplifiers, the AD549's input current is sensitive to chip temperature, rising by a factor of 2.3 for every 10°C rise. Figure 1 is a plot of AD549's input current versus its ambient temperature.

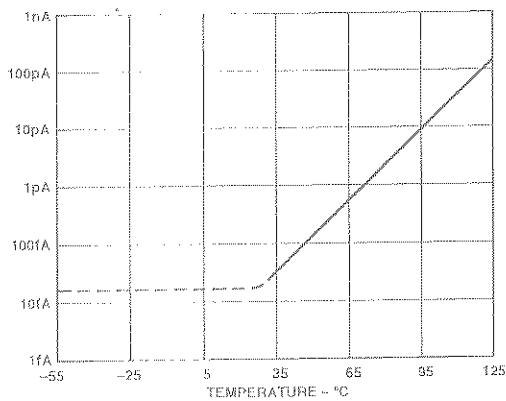


Figure 1. Input Bias Current vs. Ambient Temperature

On-chip power dissipation will raise the chip operating temperature, causing an increase in the input bias current. Due to the AD549's low quiescent supply current, the chip temperature when the (unloaded) amplifier is operating with 15 V supplies is less than 3°C higher than its ambient temperature. The difference in the input current is negligible.

However, heavy output loads can cause a significant increase in chip temperature and a corresponding increase in the input current. Maintaining a minimum load resistance of 10 Ω is recommended. Input current versus additional power dissipation due to output drive current is plotted in Figure 2.

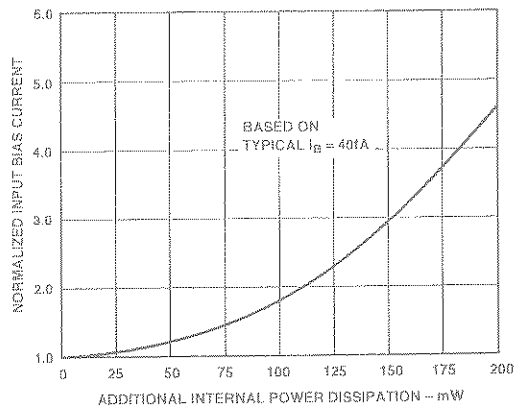


Figure 2. Input Bias Current vs. Additional Power Dissipation

CIRCUIT BOARD NOTES

There are a number of physical phenomena that generate spurious currents that degrade the accuracy of low current measurements. Figure 3 is a schematic of an I-to-V converter with these parasitic currents modeled.

Finite resistance from input lines to voltages on the board, modeled by resistor R_p , results in parasitic leakage. Insulation resistance of over $10^{15} \Omega$ must be maintained between the amplifier's signal and supply lines in order to capitalize on the AD549's low input currents. Standard PC board material

does not have high enough insulation resistance. Therefore, the AD549's input leads should be connected to standoffs made of insulating material with adequate volume resistivity (e.g., Teflon). The surface of the insulator's surface must be kept clean in order to preserve surface resistivity. For Teflon, an effective cleaning procedure consists of swabbing the surface with high grade isopropyl alcohol, rinsing with deionized water, and baking the board at 80°C for 10 minutes.

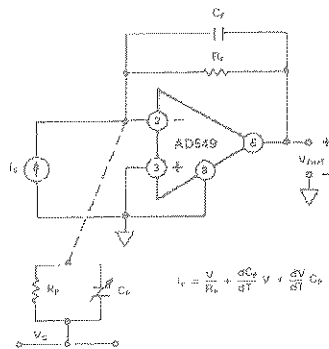


Figure 3. Sources of Parasitic Leakage Currents

In addition to high volume and surface resistivity, other properties are desirable in the insulating material chosen. Resistance to water absorption is important since surface water films drastically reduce surface resistivity. The insulator chosen should also exhibit minimal piezoelectric effects (charge emission due to mechanical stress) and triboelectric effects (charge generated by friction). Charge imbalances generated by these mechanisms can appear as parasitic leakage currents. These effects are modeled by variable capacitor C_p in Figure 3. Table I lists various insulators and their properties.*

Table I. Insulating Materials and Characteristics

Material	Volume Resistivity (V-CM)	Minimal Triboelectric Effects	Minimal Piezoelectric Effects	Resistance to Water Absorption
Teflon®	10 ¹⁷ -10 ¹⁸	W	W	G
Kcl-F®	10 ¹⁷ -10 ¹⁸	W	M	G
Sapphire	10 ¹⁵ -10 ¹⁸	M	G	G
Polyethylene	10 ¹⁴ -10 ¹⁸	M	G	M
Polystyrene	10 ¹² -10 ¹⁶	W	M	M
Ceramic	10 ¹² -10 ¹⁴	W	M	W
Glass Epoxy	10 ¹⁰ -10 ¹⁷	W	M	W
PVC	10 ¹⁰ -10 ¹⁵	G	M	G
Phenolic	10 ⁹ -10 ¹²	W	G	W

G-Good with Regard to Property
 M-Moderate with Regard to Property
 W-Weak with Regard to Property

Guarding the input lines by completely surrounding them with a metal conductor biased near the input lines' potential has two major benefits. First, parasitic leakage from the signal line is reduced since the voltage between the input line and the guard is very low. Second, stray capacitance at the input node is minimized. Input capacitance can substantially degrade signal band

*Electronic Measurements, pp. 15-17, Keithley Instruments, Inc., Cleveland, Ohio, 1977.

Teflon is a registered trademark of E.I. du Pont de Nemours and Company.
 Kcl-F is a registered trademark of 3M Company.

width and the stability of the I-to-V converter. The case of the AD549 is connected to Pin 8 so that it can be bootstrapped near the input potential. This minimizes pin leakage and input common-mode capacitance due to the case. Guard schemes for inverting and noninverting amplifier topologies are illustrated in Figures 4 and 5.

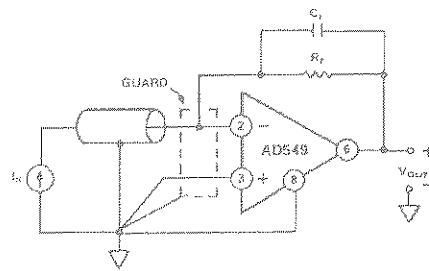


Figure 4. Inverting Amplifier with Guard

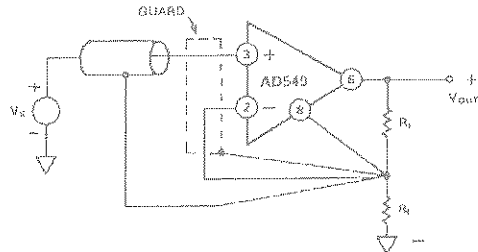


Figure 5. Noninverting Amplifier with Guard

Other guidelines include keeping the circuit layout as compact as possible and keeping the input lines short. Keeping the assembly rigid and minimizing sources of vibration will reduce triboelectric and piezoelectric effects. All precision, high impedance circuitry requires shielding against interference noise. Low noise coaxial or triaxial cables should be used for remote connections to the input signal lines.

OFFSET NULLING

The AD549's input offset voltage can be nulled by using balance Pins 1 and 5, as shown in Figure 6. Nulling the input offset voltage in this fashion will introduce an added input offset voltage drift component of 2.4 μV/°C per millivolt of nulled offset (a maximum additional drift of 0.6 μV/°C for the AD549K, 1.2 μV/°C for the AD549L, and 2.4 μV/°C for the AD549J).

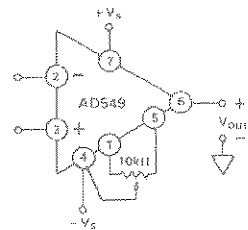


Figure 6. Standard Offset Null Circuit

The approach in Figure 7 can be used when the amplifier is used as an inverter. This method introduces a small voltage referenced to the power supplies in series with the amplifier's positive input terminal. The amplifier's input offset voltage drift with temperature is not affected. However, variation of the power supply voltages will cause offset shifts.

AD549

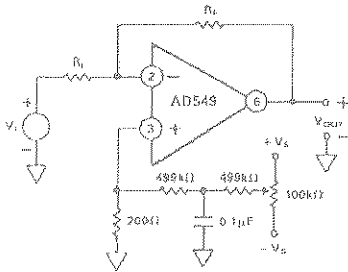


Figure 7. Alternate Offset Null Circuit for Inverter

AC RESPONSE WITH HIGH VALUE SOURCE AND FEEDBACK RESISTANCE

Source and feedback resistances greater than 100 kΩ will magnify the effect of the input capacitances (stray and inherent to the AD549) on the ac behavior of the circuit. The effects of common-mode and differential input capacitances should be taken into account since the circuit's bandwidth and stability can be adversely affected.

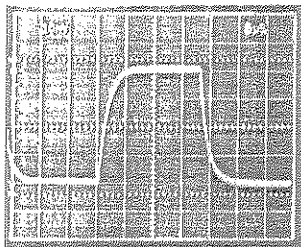


Figure 8. Follower Pulse Response from 1 MΩ Source Resistance, Case Not Bootstrapped

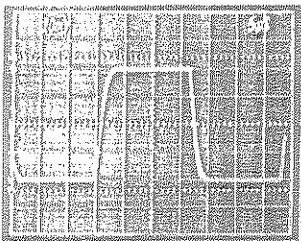


Figure 9. Follower Pulse Response from 1 MΩ Source Resistance, Case Bootstrapped

In a follower, the source resistance and input common-mode capacitance form a pole that limits the bandwidth to $1/2 \pi R_S C_S$. Bootstrapping the metal case by connecting Pin 8 to the output minimizes capacitance due to the package. Figures 8 and 9 show the follower pulse response from a 1 MΩ source resistance with and without the package connected to the output. Typical common-mode input capacitance for the AD549 is 0.8 pF.

In an inverting configuration, the differential input capacitance forms a pole in the circuit's loop transmission. This can create peaking in the ac response and possible instability. A feedback capacitance can be used to stabilize the circuit. The inverter pulse response with R_F and R_S equal to 1 MΩ appears in Figure 10. Figure 11 shows the response of the same circuit with a 1 pF feedback capacitance. Typical differential input capacitance for the AD549 is 1 pF.

COMMON-MODE INPUT VOLTAGE OVERLOAD

The rated common-mode input voltage range of the AD549 is from 3 V less than the positive supply voltage to 5 V greater than the negative supply voltage. Exceeding this range will degrade the amplifier's CMRR. Driving the common-mode voltage above the positive supply will cause the amplifier's output to saturate at the upper limit of the output voltage. Recovery time is typically 2 μs after the input has been returned to within the normal operating range. Driving the input common-mode voltage within 1 V of the negative supply causes phase reversal of the output signal. In this case, normal operation is typically resumed within 0.5 μs of the input voltage returning within range.

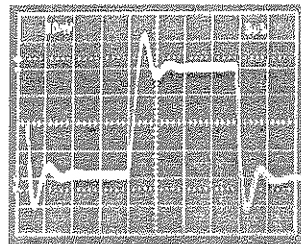


Figure 10. Inverter Pulse Response with 1 MΩ Source and Feedback Resistance

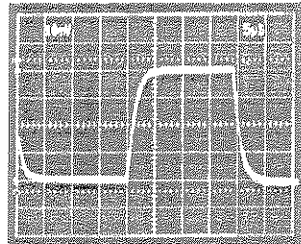


Figure 11. Inverter Pulse Response with 1 MΩ Source and Feedback Resistance, 1 pF Feedback Capacitance

DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE OVERLOAD

A plot of the AD549's input currents versus differential input voltage (defined as $V_{IN+} - V_{IN-}$) appears in Figure 12. The input current at either terminal stays below a few hundred femtoamps until one input terminal is forced higher than 1 V to 1.5 V above the other terminal. Under these conditions, the input current limits at 30 μA.

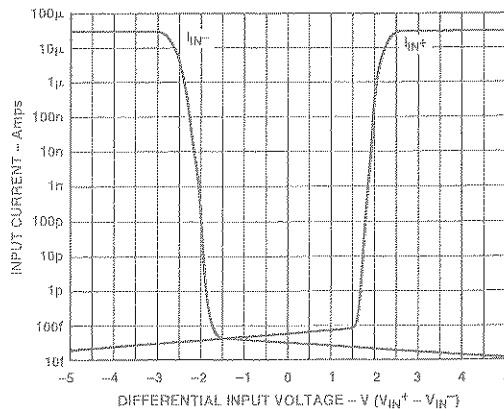


Figure 12. Input Current vs. Differential Input Voltage

INPUT PROTECTION

The AD549 safely handles any input voltage within the supply voltage range. Subjecting the input terminals to voltages beyond the power supply can destroy the device or cause shifts in input current or offset voltage if the amplifier is not protected.

A protection scheme for the amplifier as an inverter is shown in Figure 13. R_p is chosen to limit the current through the inverting input to 1 mA for expected transient (less than 1 second) overvoltage conditions, or to 100 μ A for a continuous overload. Since R_p is inside the feedback loop, and is much lower in value than the amplifier's input resistance, it does not affect the inverter's dc gain. However, the Johnson noise of the resistor will add root sum of squares to the amplifier's input noise.

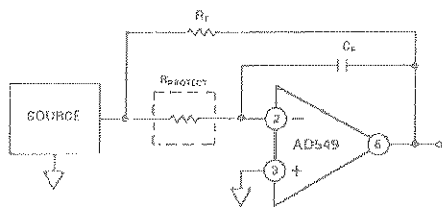


Figure 13. Inverter with Input Current Limit

In the corresponding version of this scheme for a follower, shown in Figure 14, R_p and the capacitance at the positive input terminal will produce a pole in the signal frequency response at a $f = 1/2 \pi RC$. Again, the Johnson noise R_p will add to the amplifier's input voltage noise.

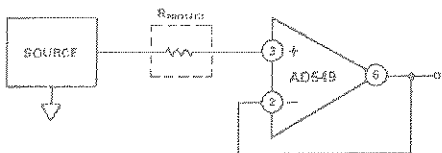


Figure 14. Follower with Input Current Limit

Figure 15 is a schematic of the AD549 as an inverter with an input voltage clamp. Bootstrapping the clamp diodes at the inverting input minimizes the voltage across the clamps and keeps the leakage due to the diodes low. Low leakage diodes, such as the PD333s, should be used and should be shielded from light to keep photocurrents from being generated. Even with these precautions, the diodes will measurably increase the input current and capacitance.

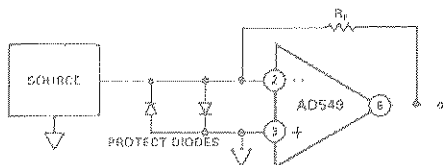


Figure 15. Input Voltage Clamp with Diodes

SAMPLE AND DIFFERENCE CIRCUIT TO MEASURE ELECTROMETER LEAKAGE CURRENTS

There are a number of methods used to test electrometer leakage currents, including current integration and direct current to voltage conversion. Regardless of the method used, board and interconnect cleanliness, proper choice of insulating materials (such as Teflon or Kcl-F), correct guarding and shielding techniques, and care in physical layout are essential to making accurate leakage measurements.

Figure 16 is a schematic of the sample and difference circuit. It uses two AD549 electrometer amplifiers (A and B) as current-to-voltage converters with high value ($10^{10} \Omega$) sense resistors (R_{Sa} and R_{Sb}). R_1 and R_2 provide for an overall circuit sensitivity of 10 fA/mV (10 pA full scale). C_c and C_f provide noise suppression and loop compensation. C_c should be a low leakage polystyrene capacitor. An ultralow leakage Kel-F test socket is used for contacting the device under test. Rigid Teflon coaxial cable is used to make connections to all high impedance nodes. The use of rigid coaxial cable affords immunity to error induced by mechanical vibration and provides an outer conductor for shielding. The entire circuit is enclosed in a grounded metal box.

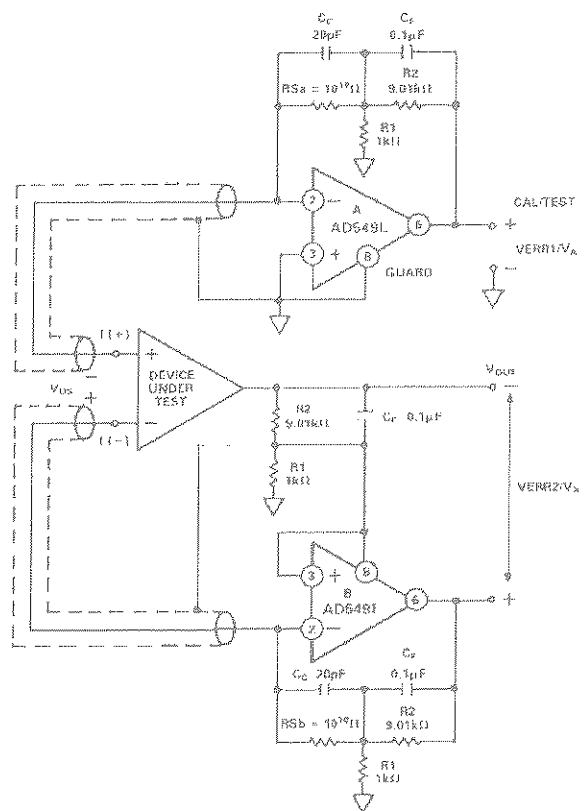


Figure 16. Sample and Difference Circuit for Measuring Electrometer Leakage Currents

The test apparatus is calibrated without a device under test present. A five-minute stabilization period after the power is turned on is required. First, V_{ERR1} and V_{ERR2} are measured. These voltages are the errors caused by the offset voltages and leakage currents of the current to voltage converters.

$$V_{ERR1} = 10 (V_{OS A} - I_{nA} \times R_{Sa})$$

$$V_{ERR2} = 10 (V_{OS B} - I_{nB} \times R_{Sb})$$

Once measured, these errors are subtracted from the readings taken with a device under test present. Amplifier B closes the feedback loop to the device under testing, in addition to providing the current to voltage conversion. The offset error of the device

AD549

under testing appears as a common-mode signal and does not affect the test measurement. As a result, only the leakage current of the device under testing is measured.

$$V_A - V_{ERR1} = 10[RSa \times I_B(+)]$$

$$V_X - V_{ERR2} = 10[RSb \times I_B(-)]$$

Although a series of devices can be tested after only one calibration measurement, calibration should be updated periodically to compensate for any thermal drift of the current to voltage converters or changes in the ambient environment. Laboratory results have shown that repeatable measurements within 10 fA can be realized when this apparatus is properly implemented. These results are achieved in part by the design of the circuit, which eliminates relays and other parasitic leakage paths in the high impedance signal lines, and in part by the inherent cancellation of errors through the calibration and measurement procedure.

PHOTODIODE INTERFACE

The AD549's low input current and low input offset voltage make it an excellent choice for very sensitive photodiode preamps (Figure 17). The photodiode develops a signal current, I_S , equal to:

$$I_S = R \times P$$

where P is light power incident on the diode's surface in watts and R is the photodiode responsivity in amps/watt. R_F converts the signal current to an output voltage:

$$V_{OUT} = R_F \times I_S$$

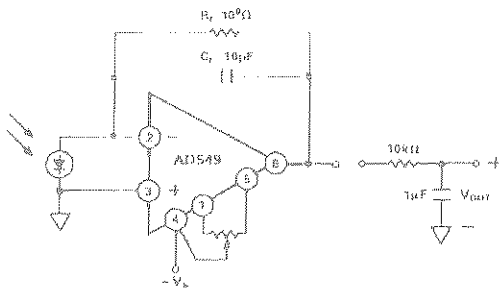


Figure 17. Photodiode Preamp

DC error sources and an equivalent circuit for a small area (0.2 mm square) photodiode are indicated in Figure 18.

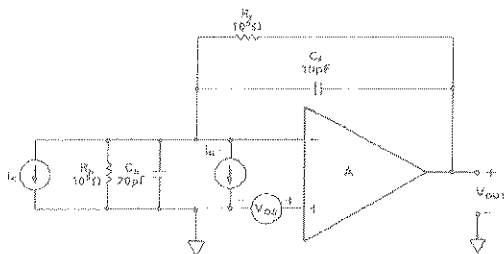


Figure 18. Photodiode Preamp DC Error Sources

Input current, I_{B1} , will contribute an output voltage error, V_{E11} , proportional to the feedback resistance:

$$V_{E11} = I_{B1} \times R_F$$

The op amp's input voltage offset will cause an error current through the photodiode's shunt resistance, R_S :

$$I = V_{OS} / R_S$$

The error current will result in an error voltage (V_{E12}) at the amplifier's output equal to:

$$V_{E12} = (I + R_F / R_S) V_{OS}$$

Given typical values of photodiode shunt resistance (on the order of $10^9 \Omega$), R_F / R_S can easily be greater than one, especially if a large feedback resistance is used. Also, R_F / R_S will increase with temperature, since photodiode shunt resistance typically drops by a factor of 2 for every 10°C rise in temperature. An op amp with low offset voltage and low drift must be used in order to maintain accuracy. The AD549K offers guaranteed maximum 0.25 mV offset voltage and 5 mV/ $^\circ\text{C}$ drift for very sensitive applications.

Photodiode Preamp Noise

Noise limits the signal resolution obtainable with the preamp. The output voltage noise divided by the feedback resistance is the minimum current signal that can be detected. This minimum detectable current divided by the responsivity of the photodiode represents the lowest light power that can be detected by the preamp.

Noise sources associated with the photodiode, amplifier, and feedback resistance are shown in Figure 19; Figure 20 is the spectral density versus frequency plot of each of the noise source's contribution to the output voltage noise (circuit parameters in Figure 18 are assumed). Each noise source's rms contribution to the total output voltage noise is obtained by integrating the square of its spectral density function over frequency. The rms value of the output voltage noise is the square root of the sum of all contributions. Minimizing the total area under these curves will optimize the preamplifier's resolution for a given bandwidth.

The photodiode preamp in Figure 17 can detect a signal current of 26 fA rms at a bandwidth of 16 Hz, which, assuming a photodiode responsivity of 0.5 A/W, translates to a 52 fW rms minimum detectable power. The photodiode used has a high source resistance and low junction capacitance. C_F sets the signal bandwidth with R_F and also limits the "peak" in the noise gain that multiplies the op amp's input voltage noise contribution. A single pole filter at the amplifier's output limits the op amp's output voltage noise bandwidth to 26 Hz, a frequency comparable to the signal bandwidth. This greatly improves the preamplifier's signal-to-noise ratio (in this case, by a factor of 3).

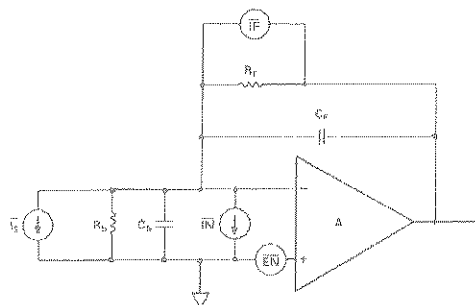


Figure 19. Photodiode Preamp Noise Sources

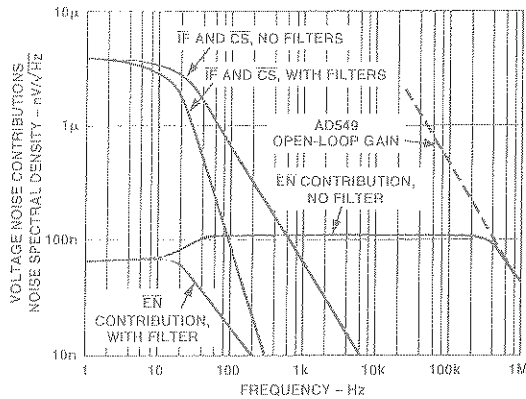


Figure 20. Photodiode Preamp Noise Sources' Spectral Density vs. Frequency

Log Ratio Amplifier

Logarithmic ratio circuits are useful for processing signals with wide dynamic range. The AD549L's 60 fA maximum input current makes it possible to build a log ratio amplifier with 1% log conformance for input current ranging from 10 pA to 1 mA, a dynamic range of 160 dB.

The log ratio amplifier in Figure 21 provides an output voltage proportional to the log base 10 of the ratio of the input currents I1 and I2. Resistors R1 and R2 are provided for voltage inputs. Since NPN devices are used in the feedback loop of the front-end amplifiers that provide the log transfer function, the output is valid only for positive input voltages and input currents. The input currents set the collector currents IC1 and IC2 of a matched pair of log transistors Q1 and Q2 to develop voltages VA and VB:

$$V_{A, B} = -(kT/q) \ln IC / I_{BS}$$

where IBS is the transistors' saturation current.

The difference of VA and VB is taken by the subtractor section to obtain:

$$V_C = (kT/q) \ln (IC2 / IC1)$$

VC is scaled up by the ratio of (R9 + R10)/R8, which is equal to approximately 16 at room temperature, resulting in the output voltage:

$$V_{OUT} = 1 \times \log (IC2 / IC1) V$$

R8 is a resistor with a positive 3500 ppm/°C temperature coefficient to provide the necessary temperature compensation. The parallel combination of R15 and R7 is provided to keep the subtractor section's gain for positive and negative inputs matched over temperature.

Frequency compensation is provided by R11, R12, C1, and C2. The bandwidth of the circuit is 300 kHz at input signals greater than 50 µA and decreases smoothly with decreasing signal levels.

To trim the circuit, set the input currents to 10 µA and trim A3's offset using the amplifier's trim potentiometer so the output equals 0. Then set I1 to 1 µA and adjust the output to equal 1 V by trimming R10. Additional offset trims on the amplifiers A1 and A2 can be used to increase the voltage input accuracy and dynamic range.

The very low input current of the AD549 makes this circuit useful over a very wide range of signal currents. The total input current (which determines the low level accuracy of the circuit) is the sum of the amplifier input current, the leakage across the compensating capacitor (negligible if polystyrene or Teflon capacitor is used), and the collector-to-collector and collector-to-base leakages of one side of the dual log transistors. The magnitude of these last two leakages depend on the amplifier's input offset voltage and are typically less than 10 fA with 1 mV offsets. The low level accuracy is limited primarily by the amplifier's input current, only 60 fA maximum when the AD549L is used.

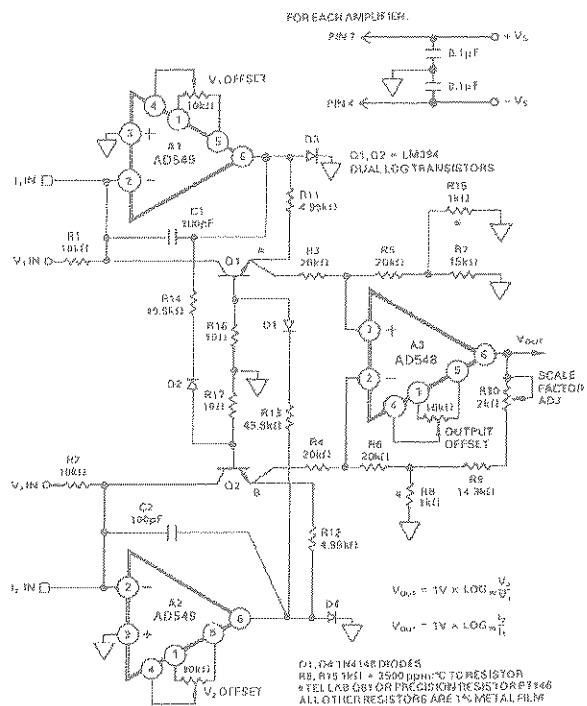


Figure 21. Log Ratio Amplifier

The effects of the emitter resistance of Q1 and Q2 can degrade the circuit's accuracy at input currents above 100 µA. The networks composed of R13, D1, R16, R14, D2, and R17 compensate for these errors, so that this circuit has less than 1% log conformance error at 1 mA input currents. The correct value for R13 and R14 depends on the type of log transistors used. 49.9 kΩ resistors were chosen for use with LM394 transistors. Smaller resistance values will be needed for smaller log transistors.

TEMPERATURE COMPENSATED pH PROBE AMPLIFIER

A pH probe can be modeled as a mV-level voltage source with a series source resistance dependent upon the electrode's composition and configuration. The glass bulb resistance of a typical pH electrode pair falls between 10⁶ Ω and 10⁹ Ω. It is therefore important to select an amplifier with low enough input currents such that the voltage drop produced by the amplifier's input bias current and the electrode resistance does not become an appreciable percentage of a pH unit.

AD549

The circuit in Figure 22 illustrates the use of the AD549 as a pH probe amplifier. As with other electrometer applications, the use of guarding, shielding, Teflon standoffs, and so on is a must in order to capitalize on the AD549's low input current. If an AD549L (60 fA max input current) is used, the error contributed by the input current will be held below 60 μ V for pH electrode source impedances up to $10^9 \Omega$. Input offset voltage (which can be trimmed) will be below 0.5 mV.

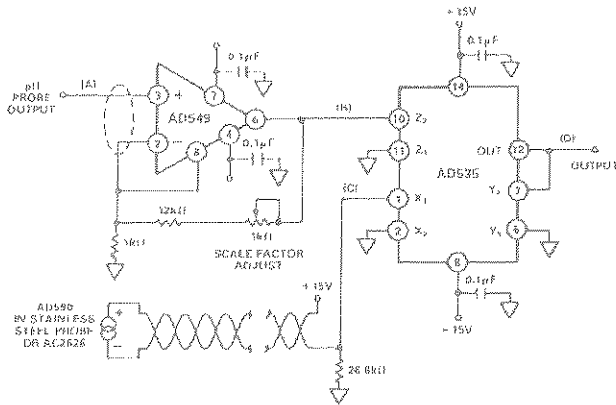


Figure 22. Temperature Compensated pH Probe Amplifier

The pH probe output is ideally 0 V at a pH of 7 independent of temperature. The slope of the probe's transfer function, though predictable, is temperature dependent (-54.2 mV/pH at 0 and -74.04 mV/pH at 100°C). By using an AD590 temperature sensor and an AD535 analog divider, an accurate temperature compensation network can be added to the basic pH probe amplifier. Table II shows voltages at various points and illustrates the compensation. The AD549 is set for a noninverting gain of 13.51. The output of the AD590 circuitry (Point C) will be equal to 10 V at 100°C and decrease by 26.8 mV/°C. The output of the AD535 analog divider (Point D) will be a temperature compensated output voltage centered at 0 V for a pH of 7 and has a transfer function of -1.00 V/pH unit. The output range spans from -7.00 V (pH = 14) to +7.00 V (pH = 0).

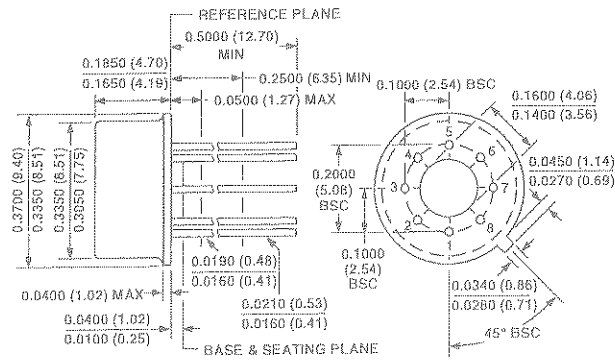
Table II. Illustration of Temperature Compensation

PROBE TEMP	A (PROBE OUTPUT)	B (A \times 13.51)	C (590 OUTPUT)	D (10 B/C)
0	54.20 mV	0.732 V	7.32 V	1.00 V
25°C	59.16 mV	0.799 V	7.99 V	1.00 V
37°C	61.54 mV	0.831 V	8.31 V	1.00 V
60°C	66.10 mV	0.893 V	8.93 V	1.00 V
100°C	74.04 mV	1.000 V	10.00 V	1.00 V

OUTLINE DIMENSIONS

8-Lead Metal Can [TO-99]
(H-08)

Dimensions shown in inches and (millimeters)



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-002AK

CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN INCHES; MILLIMETERS DIMENSIONS (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF EQUIVALENTS FOR REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN

AD549

Revision History

<u>Location</u>	<u>Page</u>
10/02—Data Sheet changed from REV. B to REV. C.	
Deleted PRODUCT HIGHLIGHTS #5	1
Edits to SPECIFICATIONS	3
Deleted METALLIZATION PHOTOGRAPH	3
Updated OUTLINE DIMENSIONS	13
7/02—Data Sheet changed from REV. A to REV. B.	
Edits to SPECIFICATIONS	2

MPS2222, MPS2222A

MPS2222A is a Preferred Device

General Purpose Transistors

NPN Silicon

ON Semiconductor™

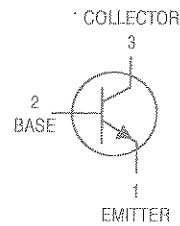
<http://onsemi.com>

MAXIMUM RATINGS

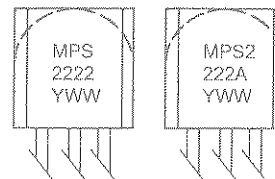
Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage MPS2222 MPS2222A	V _{CEO}	30 40	V _{dc}
Collector-Base Voltage MPS2222 MPS2222A	V _{CBO}	60 75	V _{dc}
Emitter-Base Voltage MPS2222 MPS2222A	V _{EBO}	5.0 6.0	V _{dc}
Collector Current - Continuous	I _C	600	mA _{dc}
Total Device Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	625 5.0	mW mW/°C
Total Device Dissipation @ T _C = 25°C Derate above 25°C	P _D	1.5 12	Watts mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T _J , T _{stg}	-55 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R _{θJA}	200	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Case	R _{θJC}	83.3	°C/W



MARKING DIAGRAMS



Y = Year
WW = Work Week

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MPS2222	TO-92	5000 Units/Box
MPS2222A	TO-92	5000 Units/Box
MPS2222ARLRA	TO-92	2000/Tape & Reel
MPS2222ARLRM	TO-92	2000/Ammo Pack
MPS2222ARLRP	TO-92	2000/Ammo Pack
MPS2222RLRA	TO-92	2000/Tape & Reel
MPS2222RLRM	TO-92	2000/Ammo Pack
MPS2222RLRP	TO-92	2000/Ammo Pack

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

MPS2222, MPS2222A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 10\text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	MPS2222 MPS2222A	$V_{(BR)CEO}$	30 40	— —	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 10\text{ }\mu\text{Adc}$, $I_E = 0$)	MPS2222 MPS2222A	$V_{(BR)CBO}$	60 75	— —	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 10\text{ }\mu\text{Adc}$, $I_C = 0$)	MPS2222 MPS2222A	$V_{(BR)EBO}$	5.0 6.0	— —	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 60\text{ Vdc}$, $V_{EB(off)} = 3.0\text{ Vdc}$)	MPS2222A	I_{CEX}	—	10	nAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 50\text{ Vdc}$, $I_E = 0$)	MPS2222	I_{CBO}	—	0.01	μAdc
($V_{CB} = 60\text{ Vdc}$, $I_E = 0$)	MPS2222A		—	0.01	
($V_{CB} = 50\text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $T_A = 125^\circ\text{C}$)	MPS2222		—	10	
($V_{CB} = 50\text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $T_A = 125^\circ\text{C}$)	MPS2222A		—	10	
Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = 3.0\text{ Vdc}$, $I_C = 0$)	MPS2222A	I_{EBO}	—	100	nAdc
Base Cutoff Current ($V_{CE} = 60\text{ Vdc}$, $V_{EB(off)} = 3.0\text{ Vdc}$)	MPS2222A	I_{BL}	—	20	nAdc

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain ($I_C = 0.1\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$) ($I_C = 1.0\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$) ($I_C = 10\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$) ($I_C = 10\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $T_A = -55^\circ\text{C}$) ($I_C = 150\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$) (Note 1.) ($I_C = 150\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$) (Note 1.) ($I_C = 500\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$) (Note 1.)	MPS2222A only MPS2222 MPS2222A	h_{FE}	35 50 75 35 100 50 30 40	— — — — 300 — — —	— — — — — — — —
Collector-Emitter Saturation Voltage (Note 1.) ($I_C = 150\text{ mAdc}$, $I_B = 15\text{ mAdc}$) ($I_C = 500\text{ mAdc}$, $I_B = 50\text{ mAdc}$)	MPS2222 MPS2222A MPS2222 MPS2222A	$V_{CE(sat)}$	— — — —	0.4 0.3 1.6 1.0	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage (Note 1.) ($I_C = 150\text{ mAdc}$, $I_B = 15\text{ mAdc}$) ($I_C = 500\text{ mAdc}$, $I_B = 50\text{ mAdc}$)	MPS2222 MPS2222A MPS2222 MPS2222A	$V_{BE(sat)}$	— 0.6 — —	1.3 1.2 2.6 2.0	Vdc

1. Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\text{ }\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$.

MPS2222, MPS2222A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS					
Current-Gain – Bandwidth Product (Note 2.) ($I_C = 20\text{ mA dc}$, $V_{CE} = 20\text{ V dc}$, $f = 100\text{ MHz}$)	MPS2222 MPS2222A	f_T	250 300	– –	MHz
Output Capacitance ($V_{CB} = 10\text{ V dc}$, $I_E = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)		C_{obo}	–	8.0	pF
Input Capacitance ($V_{EB} = 0.5\text{ V dc}$, $I_C = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)	MPS2222 MPS2222A	C_{ibo}	– –	30 25	pF
Input Impedance ($I_C = 1.0\text{ mA dc}$, $V_{CE} = 10\text{ V dc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$) ($I_C = 10\text{ mA dc}$, $V_{CE} = 10\text{ V dc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$)	MPS2222A MPS2222A	h_{ie}	2.0 0.25	8.0 1.25	k Ω
Voltage Feedback Ratio ($I_C = 1.0\text{ mA dc}$, $V_{CE} = 10\text{ V dc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$) ($I_C = 10\text{ mA dc}$, $V_{CE} = 10\text{ V dc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$)	MPS2222A MPS2222A	h_{re}	– –	8.0 4.0	$\times 10^{-4}$
Small-Signal Current Gain ($I_C = 1.0\text{ mA dc}$, $V_{CE} = 10\text{ V dc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$) ($I_C = 10\text{ mA dc}$, $V_{CE} = 10\text{ V dc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$)	MPS2222A MPS2222A	h_{fe}	50 75	300 375	–
Output Admittance ($I_C = 1.0\text{ mA dc}$, $V_{CE} = 10\text{ V dc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$) ($I_C = 10\text{ mA dc}$, $V_{CE} = 10\text{ V dc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$)	MPS2222A MPS2222A	h_{oe}	5.0 25	35 200	μmhos
Collector Base Time Constant ($I_E = 20\text{ mA dc}$, $V_{CB} = 20\text{ V dc}$, $f = 31.8\text{ MHz}$)	MPS2222A	$r_b'C_c$	–	150	ps
Noise Figure ($I_C = 100\text{ }\mu\text{A dc}$, $V_{CE} = 10\text{ V dc}$, $R_S = 1.0\text{ k}\Omega$, $f = 1.0\text{ kHz}$)	MPS2222A	NF	–	4.0	dB

SWITCHING CHARACTERISTICS MPS2222A only

Delay Time	$(V_{CC} = 30\text{ V dc}$, $V_{BE(\text{off})} = -0.5\text{ V dc}$, $I_C = 150\text{ mA dc}$, $I_{B1} = 15\text{ mA dc}$) (Figure 1)	t_d	–	10	ns
Rise Time		t_r	–	25	ns
Storage Time	$(V_{CC} = 30\text{ V dc}$, $I_C = 150\text{ mA dc}$, $I_{B1} = I_{B2} = 15\text{ mA dc}$) (Figure 2)	t_s	–	225	ns
Fall Time		t_f	–	60	ns

2. f_T is defined as the frequency at which $|h_{fe}|$ extrapolates to unity.

SWITCHING TIME EQUIVALENT TEST CIRCUITS

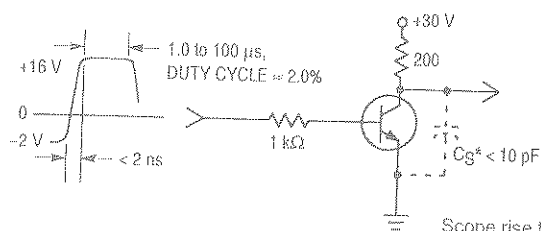


Figure 1. Turn-On Time

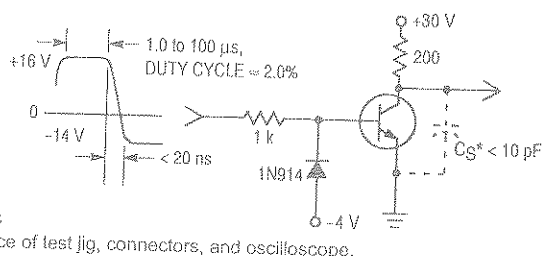


Figure 2. Turn-Off Time

MPS2222, MPS2222A

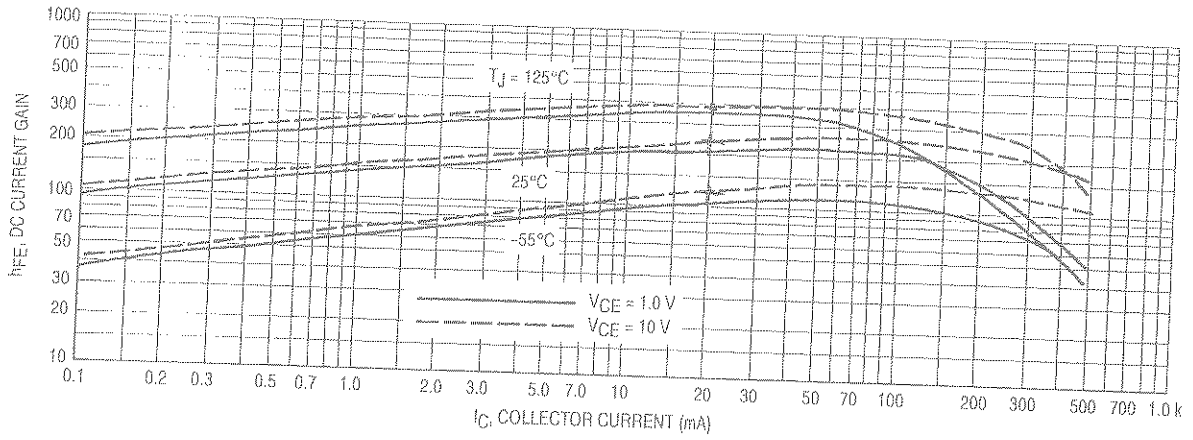


Figure 3. DC Current Gain

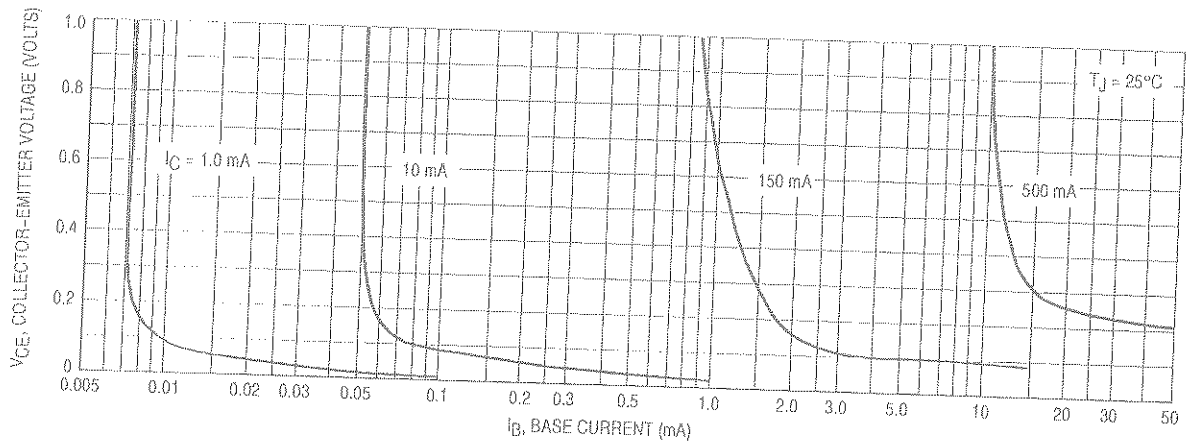


Figure 4. Collector Saturation Region