Détection d'exoplanètes par la méthode du transit

Partie 1 : conception d'une maquette et d'une chaîne de détection[1]

par **Geoffroy BURGUNDER**
Lycée Bertran de Born - 24000 Périgueux
gburgunder@gmail.com

Cet article présente la conception et la réalisation d'un dispositif expérimental permettant d'illustrer la méthode du transit utilisée pour la détection d'exoplanètes. Une maquette reproduit un système étoile-planète placé au niveau de la paillasse du professeur, et les étudiants analysent les variations de luminosité depuis la leur. Cette approche pédagogique permet aux étudiants d'appréhender concrètement les défis de la détection d'exoplanètes et de l'élaboration d'une chaîne de détection.

1. INTRODUCTION

1.1. Rappel historique

Depuis la découverte de la première exoplanète autour d'une étoile de type solaire en 1995 [1], plus de huit mille exoplanètes ont été confirmées. Parmi les différentes méthodes de détection indirecte, la méthode du transit s'est révélée particulièrement fructueuse, notamment grâce aux missions spatiales CoRoT, Kepler et TESS [2]. C'est également une des méthodes historiques : la première exoplanète détectée par la méthode du transit fut HD209458, rapportée par David Charbonneau et *al.* en 2000 [3]. À cette époque, seules vingt-quatre exoplanètes avaient déjà été détectées par d'autres méthodes.

1.2. Principe et observables

La méthode du transit repose sur la détection périodique d'une baisse de luminosité induite par le passage d'une planète devant son étoile hôte, vue depuis la Terre. Ce caractère périodique permet de s'assurer que cette diminution est bien due à un corps orbitant une étoile et non à d'autres phénomènes, telles des taches solaires.

On représente figure 1 (cf. page ci-après) l'évolution attendue de l'éclairement lors du transit : une diminution de l'éclairement progressive au fur et à mesure que la planète arrive dans la ligne de visée, un éclairement atténué lorsque la planète est

(1) ***NDLR :*** la partie 2 de cet article paraîtra dans *Le Bup* n° 1089 en décembre 2026.

entièrement entre l'étoile et l'observateur, puis une augmentation progressive de l'éclairement lorsque la planète sort de la ligne de visée.

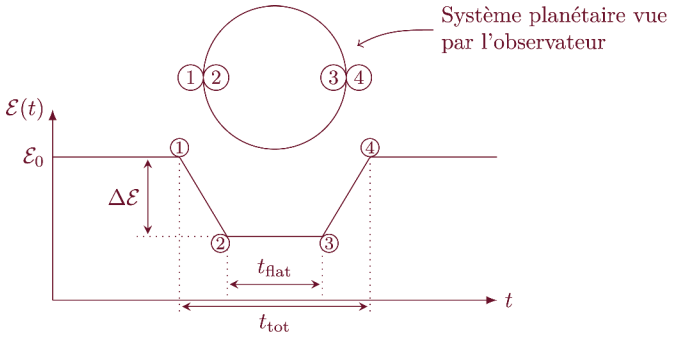


Figure 1 - Évolution de l'éclairement $\mathcal{E}(t)$ lors d'un transit. Les positions numérotées ① à ④ correspondent aux quatre contacts caractéristiques de la planète avec le limbe stellaire, représentés schématiquement dans l'encart supérieur (vue de face du système telle que perçue par l'observateur).

Les principales observables qui peuvent être tirées du passage :

- période (T) : durée entre deux transits consécutifs ;
- profondeur du transit ($\Delta_{\text{rel}}\mathcal{E}$) : variation relative maximale du flux lumineux $\Delta_{\text{rel}}\mathcal{E} = \dfrac{\mathcal{E}_{\text{hors transit}} - \mathcal{E}_{\text{transit}}}{\mathcal{E}_{\text{hors transit}}}$;
- durée totale (t_{tot}) : temps entre premier et dernier contact ;
- durée partielle (t_{flat}) : temps où la planète est entièrement devant l'étoile.

2. ILLUSTRATION EXPÉRIMENTALE

2.1. Description du dispositif {étoile + planète}

Le cœur du dispositif consiste en une ampoule commerciale de 120 mm de diamètre simulant l'étoile. Cette source lumineuse présente l'avantage d'émettre un flux lumineux important, nécessaire pour être détectée à distance par les capteurs des étudiants. Un objet sphérique, représentant la planète, est mis en orbite autour de cette source grâce à un moteur pas à pas qui entraîne un tasseau horizontal percé régulièrement (tous les 5 cm) où l'on peut fixer la planète à l'aide d'un pic à brochette en bois. Ce système permet de contrôler précisément la vitesse orbitale et d'assurer la reproductibilité des mesures. Le moteur pas à pas offre également la possibilité de faire varier la vitesse de rotation – période orbitale. Le choix de la vitesse de rotation est important afin d'éviter d'exciter les modes propres de vibration du support de la planète, ce qui introduirait des artefacts dans la mesure.

Les expériences ont été réalisées avec deux planètes de diamètre 39,18 ± 0,29 mm

et 25,09 ± 0,29 mm. Le pied tournant sert également de support à l'ampoule étoile et son alimentation. Pour cela, un support présenté figure 2 a été imprimé en 3D. Ce pied est principalement constitué d'un support pour un moteur NEMA 17 (support vert sur la figure 2B). Ce moteur entraîne un engrenage *via* une vis sans fin, avec un rapport de réduction de 1:120, ce qui permet d'obtenir une vitesse de rotation lente et lissée. L'ensemble des fichiers nécessaires à l'impression de ce pied tournant est disponible pour des collègues intéressés par reproduire ce dispositif. Ces fichiers sont disponibles sur le site de l'UdPPC.

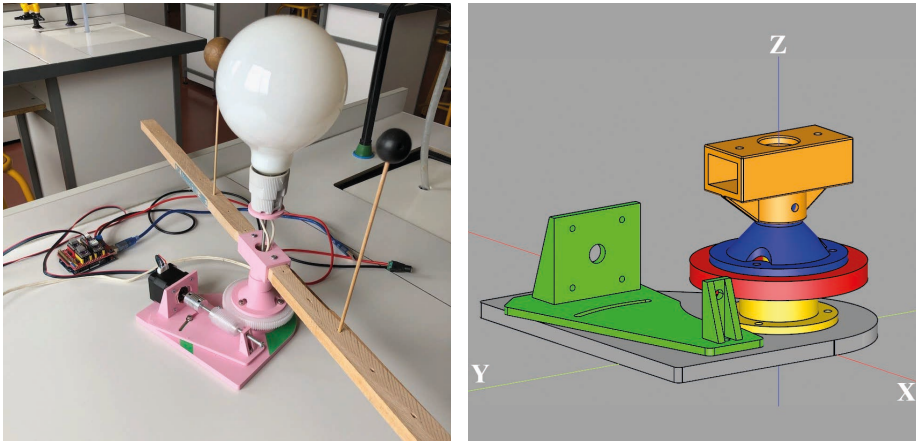


Figure 2 - A Photo de la maquette simulant le système extrasolaire {étoile + planète} ; B Représentation 3D de l'assemblage imprimé pour le pied tournant avec axe fixe. La vis sans fin entraînée par le moteur n'est pas représentée sur ce schéma.

La séance de TP s'organise de la façon suivante : la maquette du système {étoile – planète} est placée sur la paillasse du professeur et les étudiants ont pour tâche d'analyser les variations du flux lumineux lors du transit depuis leur paillasse.

2.2. Modélisation du signal et analyse fréquentielle

Avant l'acquisition du signal *via* un photocapteur, il est pédagogiquement riche d'analyser le spectre des signaux attendus pour dimensionner correctement les filtres. Le signal de transit attendu est une faible variation de la luminosité périodique de période T et de la forme simplifiée suivante (cf. figure 3, page ci-après).

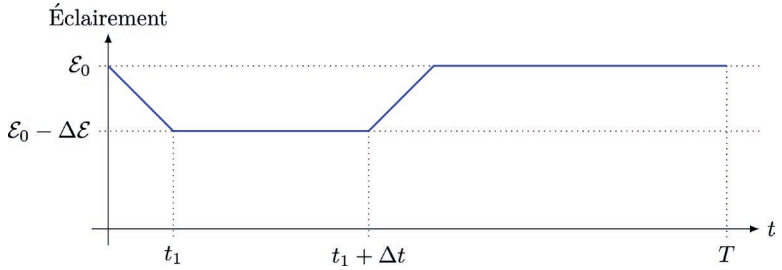


Figure 3 - Variation attendue de l'éclairement lors d'un transit.

On peut définir la fonction représentant cette courbe par :

$$f(t) = \begin{cases} \mathcal{E}_0 - \Delta\mathcal{E}\,\dfrac{t}{t_1} & \forall t \in [0, t_1] \\ \mathcal{E}_0 - \Delta\mathcal{E} & \forall t \in [t_1, t_1 + \Delta t] \\ \mathcal{E}_0 - \Delta\mathcal{E} + \Delta\mathcal{E}\dfrac{(t - t_1 - \Delta t)}{t_1} & \forall t \in [t_1 + \Delta t, 2t_1 + \Delta t] \\ \mathcal{E}_0 & \forall t \in [2t_1 + \Delta t, T] \end{cases}.$$

Ce signal étant T-périodique, on étend naturellement f à $\mathbb{R}$. La décomposition en série de Fourier complexe s'écrit : $f(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n\, e^{jn\omega_0 t}$ où $\omega_0 = \dfrac{2\pi}{T}$ est la pulsation fondamentale et c_n sont les coefficients de Fourier complexes. L'amplitude des coefficients de Fourier est :

$$|c_n| = \begin{cases} \text{pour } n = 0 & \mathcal{E}_0 - \Delta\mathcal{E}\,\dfrac{t_1 + \Delta t}{T} \\ \text{sinon} & \dfrac{T\Delta\mathcal{E}}{t_1 n^2 \pi^2}\left|\sin\left(n\pi\,\dfrac{t_1}{T}\right)\sin\left(n\pi\,\dfrac{t_1 + \Delta t}{T}\right)\right| \end{cases}.$$

On représente sur la figure 4 (cf. page ci-contre) les amplitudes des premières harmoniques ($n \leqslant 50$), normalisées par rapport au fondamental. On constate une décroissance assez lente de l'amplitude des harmoniques et des lobes, mais que les harmoniques de rang supérieur à $n \gtrsim 40$ ont des amplitudes qu'on peut négliger.

Afin d'estimer grossièrement les valeurs des paramètres caractéristiques du signal obtenu, il est intéressant de faire l'image de l'étoile sur un écran et de visualiser sur celui-ci le passage de la planète sur la ligne de visée. Dans les conditions de l'étude, on observe les ordres de grandeur suivants :

$$\begin{aligned} T &\approx 2\,\text{min}\,48\,\text{s} = 168\,\text{s} \\ t_1 &\approx 4\,\text{s} \\ \Delta t &\approx 7\,\text{s} \end{aligned}.$$

L'application numérique nous permet d'extraire un intervalle de fréquence d'intérêt pour l'étude du phénomène du transit : $[f_0, 40\, f_0]$ soit dans les conditions

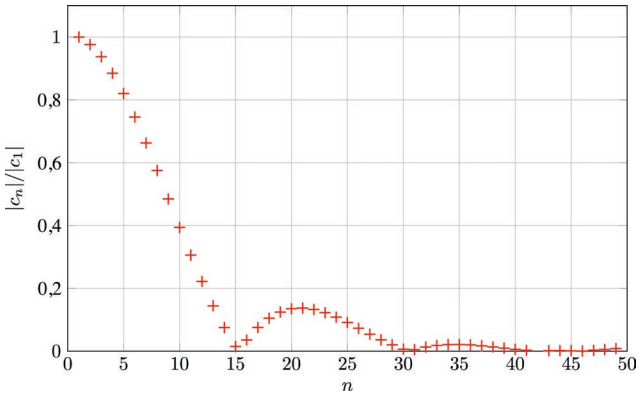


Figure 4 - Allure du spectre normalisé du signal du transit où n est le rang de l'harmonique.

expérimentales choisies : [5,95 mHz, 238 mHz]. Cette fréquence très basse impose des contraintes sévères sur l'électronique de filtrage.

3. CHAÎNE DE DÉTECTION

Après avoir présenté le dispositif de détection, on présentera deux chaînes de détection possibles :

- un montage permettant l'obtention d'un signal de transit en unité arbitraire ;
- un montage permettant la mesure quantitative de la profondeur du transit.

3.1. Capteur et étage de détection

Le signal lumineux issu du transit est extrêmement faible : la profondeur relative du transit vaut typiquement quelques pour cent dans les conditions de la maquette. Le choix du capteur est donc crucial pour garantir un rapport signal sur bruit suffisant.

3.1.1. Choix de la photodiode

On choisit une photodiode en silicium BPW34 comme capteur optoélectronique. Le principal avantage ici est qu'elle présente une réponse linéaire sur plusieurs décades de flux lumineux : le photocourant i_{ph} est directement proportionnel à l'éclairement $\mathcal{E}(t)$ reçu. En orientant le courant dans le sens conventionnel de l'anode vers la cathode, la relation entre le photocourant et l'éclairement peut s'écrire : $i_{ph} = -\eta\mathcal{E}$ avec η l'efficacité de conversion. La photodiode est utilisée en mode photovoltaïque (polarisation nulle), ce qui minimise le courant d'obscurité et donc le bruit.

3.1.2. Montage transimpédance

Pour être exploitable par les étages suivants, le photocourant doit être converti en tension. On utilise pour cela un montage transimpédance (ou convertisseur courant-tension) à amplificateur opérationnel (cf. figure 5).

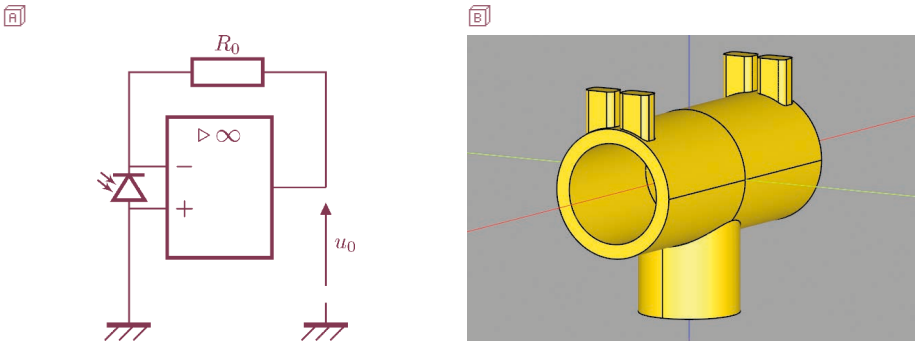


Figure 5 - A Schéma électrique du montage transimpédance ; B Représentation du support de la photodiode permettant de limiter le signal issu d'éclairement parasite.

Dans ce montage, la rétroaction négative permet un fonctionnement linéaire de l'amplificateur opérationnel et impose une tension nulle aux bornes de la photodiode, ce qui garantit le mode photovoltaïque. La tension de sortie est alors :

$$u_0(t) = -R_0 i_{ph}(t)$$
$$= +R_0 \eta \mathcal{E}(t).$$

La résistance R_0 fixe le gain de transimpédance. Vu les faibles courants attendus avec une observation à assez grande distance (il y a de 2 à 8 m typiquement entre la paillasse du professeur où est la maquette et les paillasses des élèves où ils construisent leur détecteur), on choisit R_0 typiquement de l'ordre de $1\,\mathrm{M\Omega}$.

Ce montage présente en outre une faible impédance de sortie, propriété essentielle qui permet la mise en cascade aisée des étages de filtrage et d'amplification suivants sans dégradation du signal. Afin d'obtenir des mesures quantitatives, il est essentiel de limiter au maximum le flux incident de lumière parasite. Ainsi, on a placé les photodiodes au fond de supports cylindriques imprimés en 3D (cf. figure 5). Des fentes permettant la visée vers la maquette ont été ajoutées sur le dessus.

3.2. Premier montage : signal amplifié en unité arbitraire

Le signal u_0 issu de l'étage transimpédance comporte trois contributions :

- une **composante continue** $U_0 = -R_0 I_{ph,0} = R_0 \eta \mathcal{E}_0$ liée à l'éclairement moyen $\mathcal{E}_0$, de l'ordre de plusieurs volts ;

- la **variation** Δu associée au transit ; cette composante est très faible par rapport à la composante continue U_0 (quelques pour cent de U_0) ;
- un **bruit haute fréquence**, notamment les harmoniques du secteur à 50 Hz.

Il est donc nécessaire :

- de supprimer la composante continue pour pouvoir amplifier significativement les variations ;
- de filtrer le bruit haute fréquence.

Il peut être tentant de regrouper les fonctions de filtrage et d'amplification dans un unique montage passe-bande. Outre qu'il soit préférable de les dissocier en deux étages distincts (cf. figure 6) pour faciliter les réglages, l'utilisation d'un montage passe-bande s'avère impossible à cause des choix des composants permettant la sélection en fréquence voulue. On fait donc le choix de séparer ces traitements en deux étages en s'attachant à l'adaptation d'impédance pour une bonne mise en cascade. Le premier étage réalise un filtre passe-haut amplificateur inverseur d'ordre 1, dont la fonction de transfert est :

$$\underline{H}_1(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1}\frac{j\omega/\omega_1}{(1+j\omega/\omega_1)}$$

soit un gain en bande passante de $-R_2/R_1$ (amplification inversante), et une fréquence de coupure de $\omega_1 = 2\pi f_{c1} = \dfrac{1}{R_1 C_1}$. On notera que R_1 intervient simultanément dans ces deux expressions : le gain et la fréquence de coupure ne sont pas indépendants.

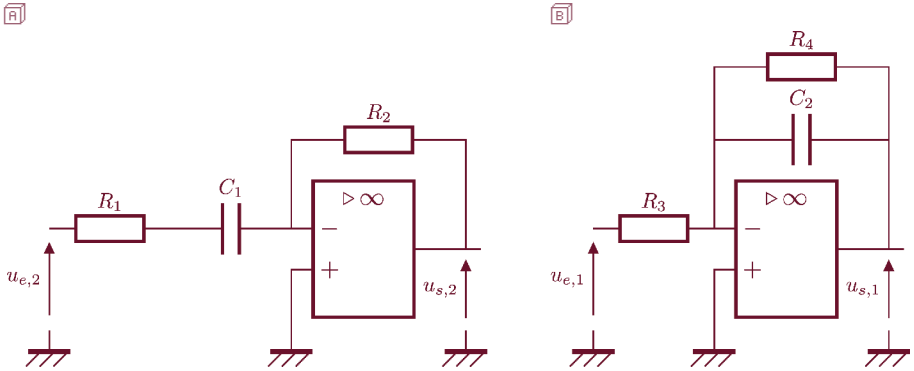


Figure 6 - Réalisation du filtrage avec deux étages.
A Étage passe-haut inverseur amplificateur ; B Étage passe-bas inverseur.

Le choix des composants de l'étage passe-haut mérite d'être justifié avec soin, car la fréquence de coupure visée – de l'ordre du millihertz (mHz), comme discuté sous-paragraphe 2.2. – impose un produit $R_1 C_1 \approx 100\,\text{s}$ particulièrement élevé. Une infinité de couples (R_1, C_1) permettent en principe d'atteindre cette valeur, mais les contraintes

technologiques en restreignent considérablement le choix. On pourrait être tenté de recourir à un condensateur électrolytique à l'aluminium, disponible en grandes capacités à faible coût. Cependant, ces composants présentent une tolérance très large (typiquement de ± 20 % à ± 80 %) et un courant de fuite non négligeable qui peut perturber le point de fonctionnement de l'amplificateur opérationnel. On privilégiera donc un condensateur à film polyester, non polarisé, de tolérance de l'ordre de 5 %, technologie disponible jusqu'à 10 µF. Le couple retenu, $R_1 = 10\,\text{M}\Omega$ et $C_1 = 10\,\mu\text{F}$, conduit à une fréquence de coupure : $f_{c1} \approx 1,6\,\text{mHz}$ soit une valeur inférieure à la fréquence fondamentale du signal de transit (5,95 mHz), garantissant que ce dernier est bien transmis sans atténuation significative par l'étage passe-haut. En reportant l'amplification sur le second étage, on choisit $R_2 = 10\,\text{M}\Omega$: on obtient un gain unitaire.

Le second étage réalise un filtre passe-bas amplificateur inverseur, dont la fonction de transfert est :

$$\underline{H}_2(j\omega) = -\frac{R_4}{R_3}\,\frac{1}{(1 + j\omega/\omega_2)}$$

soit un gain en bande passante de $-R_4/R_3$ (amplification inversante), et une fréquence de coupure de $\omega_2 = 2\pi f_{c2} = \dfrac{1}{R_4 C_2}$.

Le choix pour l'étage passe-bas est similaire à celui de l'étage précédent : on impose un produit $R_4 C_2 \approx 0,2\,\text{s}$, ce qui est obtenable avec $R_4 = 1\,\text{M}\Omega$ et $C_2 = 200\,\text{nF}$. On peut alors choisir $R_3 = 10\,\text{k}\Omega$, et on obtient un gain de statique de $G = \dfrac{R_4}{R_3} = 100$.

Grâce à la réalisation du circuit (cf. figure 7) sur une platine de prototypage, il est possible d'observer qualitativement le signal de transit sur un oscilloscope ou une interface d'acquisition. Le signal de sortie u_s est une version amplifiée et filtrée des fluctuations de u_0, mais ne permet pas d'accéder quantitativement à la profondeur relative $\Delta_{\text{rel}}\mathcal{E}$. Il suffit en revanche pour déterminer la période T et les durées t_{tot} et t_{flat} du transit.

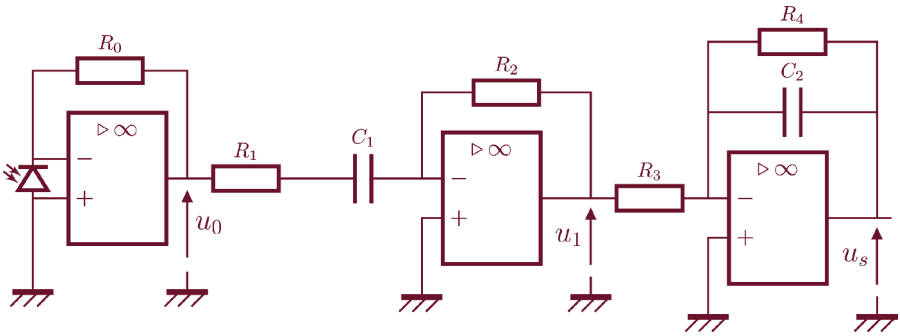


Figure 7 - Montage permettant une mesure en unité arbitraire de la variation de l'éclairement lors d'un transit.

3.3. Second montage : signal quantitatif

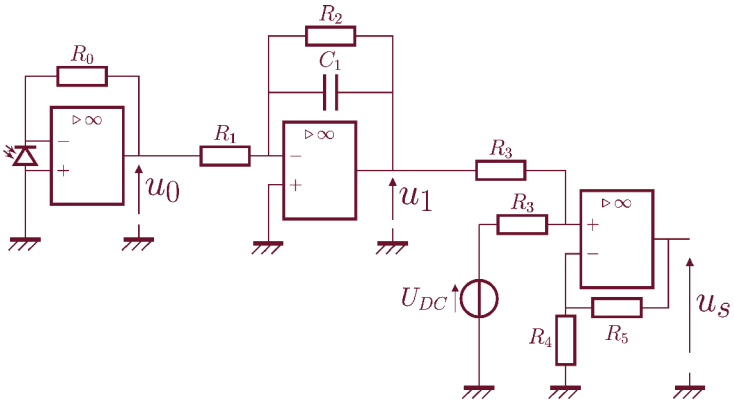
Pour obtenir une mesure quantitative de la profondeur du transit, il est nécessaire de faire deux mesures antagonistes :

- il faut mesurer une tension proportionnelle à l'éclairement $\mathcal{E}_0$ en l'absence de transit : cela limite le gain applicable pour ne pas saturer la chaîne de détection ;
- amplifier fortement les variations du signal lors du transit pour gagner en précision sur la mesure de la variation du flux lumineux.

Le principe choisi pour concilier ces deux mesures est plutôt simple : on additionne une tension arbitraire U_{DC} (positive ou négative) permettant de pratiquement annuler le signal en l'absence de transit. Cette somme sera donc faible et traduira les faibles variations de tension lors du transit. On pourra alors amplifier ce signal. Connaissant la valeur additionnée, il sera alors évident de remonter à $\mathcal{E}_0$ comme on le montrera dans la suite. Ainsi, le montage complet réalise la chaîne de traitement suivante :

- **Transimpédance :** conversion du photocourant i_{ph} en tension :
$$u_0(t) = -R_0 i_{ph}(t) = R_0 \eta \mathcal{E}(t).$$
- **Filtre passe-bas amplificateur :** le signal u_0 issu du montage transimpédance est d'abord débarrassé du bruit haute fréquence, notamment les harmoniques du secteur à 50 Hz, par un filtre passe-bas actif identique à celui décrit dans la partie précédente. Le gain qu'on introduit ici est choisi modéré (typiquement de l'ordre de 5 à 10) afin de ne pas saturer les étages suivants, le signal u_0 comportant la composante continue U_0. Le signal d'intérêt étant à basse fréquence, on pourra écrire que la tension de sortie vaut :
$$u_1(t) \approx -\frac{R_2}{R_1} u_0(t) = -\frac{R_2}{R_1} R_0 \eta \mathcal{E}(t).$$
- **Additionneur :** on additionne une tension de référence notée U_{DC} telle que la somme avec le signal issu du passe-bas précédent soit proche d'être nulle. En additionnant cette tension à celle issue du passe-bas précédent, on calcule la différence entre le signal filtré et la référence continue. On peut alors amplifier cette différence. On peut remarquer que cette tension correspond à un éclairement $\mathcal{E}_{ref}$ telle que :
$$U_{DC} = \frac{R_2}{R_1} R_0 \eta \mathcal{E}_{ref} \quad \text{avec} \quad \mathcal{E}_{ref} \approx \mathcal{E}_0.$$

Le schéma électrique de la chaîne de détection est donné figure 8 (cf. page ci-après).



Composants	Ali	R_0	R_1	C_1
Caractéristiques	TL 081	1,0 MΩ	100 kΩ	220 nF
Composants	R_2	R_3	R_4	R_5
Caractéristiques	1 MΩ	4,7 kΩ	4,7 kΩ	100 kΩ

Figure 8 - Montage permettant une mesure quantitative de la variation de l'éclairement lors d'un transit.

Lorsqu'on considère l'intégralité du montage :

$$\begin{aligned} u_0(t) &= R_0\eta\mathcal{E}(t) \\ u_1(t) &= -\frac{R_2}{R_1}u_0(t) = -\frac{R_2}{R_1}R_0\eta\mathcal{E}(t) \\ u_s(t) &= \frac{1}{2}\left(1+\frac{R_5}{R_4}\right)[u_1(t)+u_{DC}] \\ u_s(t) &= \frac{1}{2}\left(1+\frac{R_5}{R_4}\right)\frac{R_2}{R_1}R_0\eta[\mathcal{E}_{ref}-\mathcal{E}(t)] \end{aligned}$$

Sur le signal de sortie, on peut évaluer la tension à deux instants :

- en l'absence de transit : $u_{s,0} = \frac{1}{2}\left(1+\frac{R_5}{R_4}\right)\frac{R_2}{R_1}R_0\eta[\mathcal{E}_{ref}-\mathcal{E}_0]$;
- en présence du transit : $u_{s,1} = \frac{1}{2}\left(1+\frac{R_5}{R_4}\right)\frac{R_2}{R_1}R_0\eta[\mathcal{E}_{ref}-\mathcal{E}(t)]$

on en déduit : $$\Delta_{rel}\mathcal{E} = \frac{\mathcal{E}_0-\mathcal{E}(t)}{\mathcal{E}_0} = \frac{u_{s,1}-u_{s,0}}{\frac{1}{2}\left(1+\frac{R_5}{R_4}\right)U_{DC}-u_{s,0}}.$$

On remarque qu'il suffit de connaître la valeur de U_{DC} pour en déduire cette variation relative de l'éclairement sans avoir de mesure absolue de l'éclairement de l'étoile étudiée.

3.4. Signal obtenu

Après réalisation du montage sur une platine de montage usuelle, une acquisition du signal avec une carte d'acquisition a été réalisée pour obtenir la courbe de la figure 9. Elle présente un exemple de courbe de variation relative d'éclairement $\left(\mathcal{E}_0 - \mathcal{E}(t)\right)/\mathcal{E}_0$ obtenue avec la petite planète ($d_p = 25,09 \pm 0,29$ mm) orbitant l'étoile de rayon $R_* = 124,52 \pm 0,39$ mm sur une orbite circulaire de rayon $a = 34,00 \pm 0,41$ cm. On retrouve bien le profil trapézoïdal attendu (cf. figure 1, pages précédentes) : une entrée progressive du disque planétaire dans la ligne de visée (phases 1-2), un palier correspondant au transit total (phases 2-3), puis la sortie symétrique (phases 3-4). On peut alors relever sur cette courbe les observables d'intérêt : la période T de l'orbite, les durées t_{tot} et t_{flat} du transit ainsi que la variation relative de l'éclairement $\Delta_{rel}\mathcal{E}$. La faible asymétrie observable sur le signal peut venir d'un défaut d'alignement du capteur sur l'étoile.

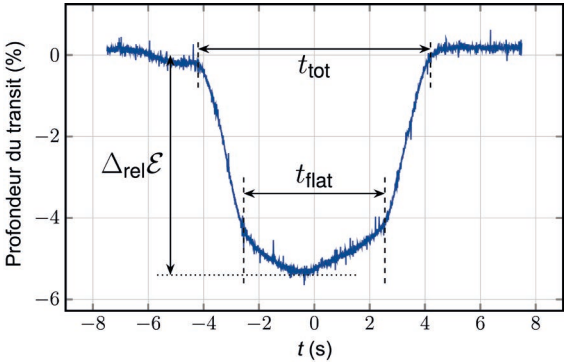


Figure 9 - Courbe de transit obtenue avec la petite planète ($d_p = 25,09 \pm 0,29$ mm) sur une orbite de $a = 34,00 \pm 0,41$ cm.

Remarque : il est possible de construire cette tension de référence U_{DC} à partir du signal d'entrée, par exemple en ajoutant en sortie du filtre passe-bas inverseur du montage précédent un filtre moyenneur inverseur (en réutilisant le montage passe-bas inverseur déjà décrit, mais avec une fréquence de coupure basse – voir la partie sur le passe-bande). Cela permet d'avoir un dispositif ne nécessitant que la source d'alimentation des amplificateurs opérationnels.

CONCLUSION

Ces résultats illustrent à la fois la puissance et les limites de la méthode : si la détection du transit est aisée pour des planètes de grande taille, la détection de planètes de type terrestre (rapport $d_p/d_* \approx 1\%$, soit $\Delta_{rel}\mathcal{E} \approx 10^{-4}$ requiert une chaîne de mesure extrêmement performante, ce que les missions spatiales Kepler et TESS ont su réaliser.

Dans la seconde partie, on expliquera en détail comment il est possible d'exploiter quantitativement ces courbes obtenues et notamment comment remonter aux caractéristiques du système étudié (rayon de la planète par rapport à celui de l'étoile, rayon de l'orbite…) à partir des observables mesurées.

BIBLIOGRAPHIE ET SITOGRAPHIE

[1] M. Mayor and D. Queloz, "A Jupiter-mass companion to a solar-type star", *Nature*, 378, p. 355-359, November 1995.
http://dx.doi.org/10.1038/378355a0

[2] The Extrasolar Planets Encyclopaedia, "The Extrasolar Planets Encyclopaedia". Disponible à l'adresse :
https://exoplanet.eu/home/
page consultée le 24 septembre 2026.

[3] D. Charbonneau, T. M. Brown, D. W. Latham and M. Mayor, "Detection of Planetary Transits Across a Sun-like Star", *Astrophys. J.*,, vol. 529, n° 1 , p. L45, January 2000.
https://doi.org/10.1086/312457

Compléments de l'article

Cet article comporte des compléments nommés :

- *dossier : « Fichier_arduino » ;*
- *dossier : « Fichiers_step_pour_impression_3d-D » ;*
- *dossier : « Fichiers_python_pour_generer_les_stl » ;*

ils sont disponible sur le site de l'UdPPC sous la forme d'un fichier zippé 10880909.



Geoffroy BURGUNDER
Professeur de physique PCSI
Lycée Bertran de Born
Périgueux (Dordogne)