

Détection Synchronisée : Mesures de signaux noyés dans le bruit de mesure



Enseignant responsable
Jerôme YON

Étudiants :

Guillaume CLYBOUW
Édouard DERAY
Fannie FRADCOURT

Jessie LEVACHER
Mélanie SALENNE

Date de remise du rapport : 15/06/2015

Référence du projet : STPI¹/P6/2015 – 45

Intitulé du projet : Détection Synchrone : Mesures de signaux noyés dans le bruit de mesure

Type de projet : Expérimental, Modélisation, Bibliographique

Objectifs du projet : La détection synchrone est un appareil de mesure commercial utilisé pour filtrer et amplifier des signaux. L'objectif principal de ce projet était de comprendre son fonctionnement en essayant de la modéliser. Cette modélisation nécessite la compréhension des calculs menés par l'appareil et aussi des principales méthodes de filtrage qui sont mises en œuvre. Enfin, nous avons réalisé un travail de recherche sur les différentes méthodes d'analyse du signal afin de comparer les différents systèmes existants avec la détection synchrone.

1. INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE ROUEN
DÉPARTEMENT SCIENCES ET TECHNIQUES POUR L'INGÉNIEUR
685 AVENUE DE L'UNIVERSITÉ BP 08- 76801 SAINT-ETIENNE-DU-ROUVRAY
TÉL : 33 2 32 95 66 21 - FAX : 33 2 32 95 66 31

Table des matières

Notations	4
Introduction	5
1 Méthodologie, organisation du travail	6
2 Travail réalisé et résultats	8
2.1 Qu'est-ce que la détection synchrone	8
2.1.1 Historique et caractéristiques de cet appareil	8
2.1.2 Applications	8
2.1.3 Comparaison avec d'autres méthodes d'analyse du signal	10
2.2 Les filtres et la détection synchrone	12
2.2.1 Quelques notions sur les filtres	12
2.2.2 Expérience : Création d'un filtre passe bas	13
2.3 Détection synchrone	15
2.3.1 Principe général de la détection synchrone	15
2.3.2 Modélisation mathématique	15
2.3.3 Autres méthodes d'utilisation de la détection synchrone	20
Conclusion et perspectives	21
Bibliographie	22
Annexe A : Fiche technique – Lock In Amplifier	24
Annexe B : Diagramme de Bode – Filtre	27
Annexe C : Compléments mathématiques	28
Annexe D : Modélisation numérique	29

Notations et Acronymes

Bruit de mesure : un bruit de mesure correspond à un ou plusieurs signaux parasites qui se superposent au signal que l'on souhaite récupérer.

Contrôles Non Destructifs (CND) : lors de la fabrication ou de la maintenance des matériaux, il est nécessaire de vérifier s'ils présentent ou non des défauts. On utilise des Contrôles Non Destructifs pour ne pas endommager les matériaux.

Hétérodyne : mode de détection permettant de démoduler un signal à l'aide d'un signal de référence dont la fréquence est proche de celle du signal à détecter.

Homodyne : mode de détection permettant de démoduler un signal à l'aide d'un signal de référence de même fréquence.

Matériau semi-conducteur : matériau dont la conductivité électrique se situe entre celle des métaux et celle des isolants.

Photoconductivité : la photoconductivité d'un matériau correspond à l'accroissement de la conductivité électrique d'un matériau semi-conducteur quand il est exposé à un rayonnement électromagnétique.

Signal utile : signal que l'on souhaite récupérer.

Introduction

Dans le cadre notre deuxième année de STPI, nous avons choisi de traiter le sujet « détection synchrone : mesure de signaux noyés dans un bruit de mesure » pour notre projet de P6. Tout au long de ces cinq mois, nous avons étudié l'amplificateur à détection synchrone, nommé par la suite détection synchrone, utilisé pour une expérience bien précise menée par Jérôme YON, enseignant à l'INSA de Rouen et chercheur au Coria, département optique et laser. C'est à partir de son projet de recherche que l'idée est née de s'intéresser au fonctionnement de cet appareil. En effet, Jérôme YON, à l'aide d'un rayon laser modulé à une fréquence donnée grâce à un chopper², mesure le signal émis par les particules de suie. Ce signal dépend de l'angle de mesure, et donc de l'endroit où l'on se place dans l'espace. C'est pourquoi le signal est mesuré grâce à des capteurs, situés sur un bras rotatif, reliés à la détection synchrone. Ainsi, Jérôme YON arrive à quantifier le nombre de particules présentes dans la flamme.

Afin de bien comprendre le fonctionnement de cet appareil, nous avons étudié les différentes étapes calculatoires que celui-ci utilise pour trouver l'amplitude du signal noyé dans un bruit. Nous avons ensuite pu appliquer ces calculs pour modéliser la détection synchrone sur Scilab³.

Nous allons, tout d'abord, présenter l'histoire de la détection synchrone, ses différentes applications, et comparer cette méthode à d'autres méthodes existantes. Ensuite, nous allons aborder quelques notions concernant les filtres passe bas et passe haut. Enfin, nous rentrerons dans le vif du sujet en expliquant le fonctionnement de la détection synchrone en s'appuyant sur des illustrations expérimentales.

2. un montage pourvu de pales
3. logiciel de calculs numériques

Chapitre 1

Méthodologie, organisation du travail

En ce qui concerne l'organisation du travail au cours de notre projet, nous avons essentiellement travaillé sur les séances de 1h30 qui nous étaient imposées. Même s'il est évident, qu'un travail préliminaire avant chaque séance était essentiel, afin d'assurer le bon déroulement de la séance de travail.

Sur les premières séances, nous nous sommes attardés sur la compréhension du fonctionnement de la détection synchrone. Cette partie du projet étant assez complexe et primordiale, nous avons choisi de travailler tous ensemble. De cette manière, chacun pouvait comprendre le fonctionnement de cet appareil de traitement du signal et ainsi le travail de modélisation et les expériences ont été plus aisés à réaliser.

Une fois la compréhension achevée, nous avons pu nous concentrer sur la modélisation des différentes étapes de la détection synchrone. Cette partie du projet a été réalisée à l'aide du logiciel *Scilab*. Nous n'avions que quelques connaissances basiques¹ sur l'utilisation de ce logiciel, c'est pourquoi un travail de groupe nous a semblé être la meilleure façon d'opérer. En effet, chacun pouvait ainsi effectuer ses propres recherches sur *Scilab* et la modélisation était plus rapide et comprise par tous.

Enfin, nous avons passé les dernières séances sur la partie expérimentale du projet. Encore une fois, nous avons souhaité faire les manipulations tous ensemble pour les raisons déjà évoquées. Seule l'expérience réalisée au laboratoire de Jérôme YON a été réalisée par Fannie et Édouard pendant que Jessie, Mélanie, Guillaume travaillaient sur la modélisation sur *Scilab*. De plus, nous avons quelques difficultés en électricité et en électronique et le travail de groupe nous a permis, par complémentarité, de réduire ces difficultés.

Finalement nous nous sommes séparés le travail uniquement pour la rédaction du rapport et la préparation de la soutenance. Ce qui a permis à tous les membres du groupe, d'avoir une vision complète de l'ensemble du projet.

Vous pouvez voir en Figure 1.1, un diagramme circulaire indiquant le temps alloué (à titre indicatif) pour réaliser chaque partie de notre projet. Puis si vous souhaitez des informations plus précises concernant une séance particulière, nous vous invitons à consulter l'historique de chacune de nos séances se trouvant à la suite de la Figure 1.1.

1. Connaissances acquises lors de l'enseignement de l'EC de P2

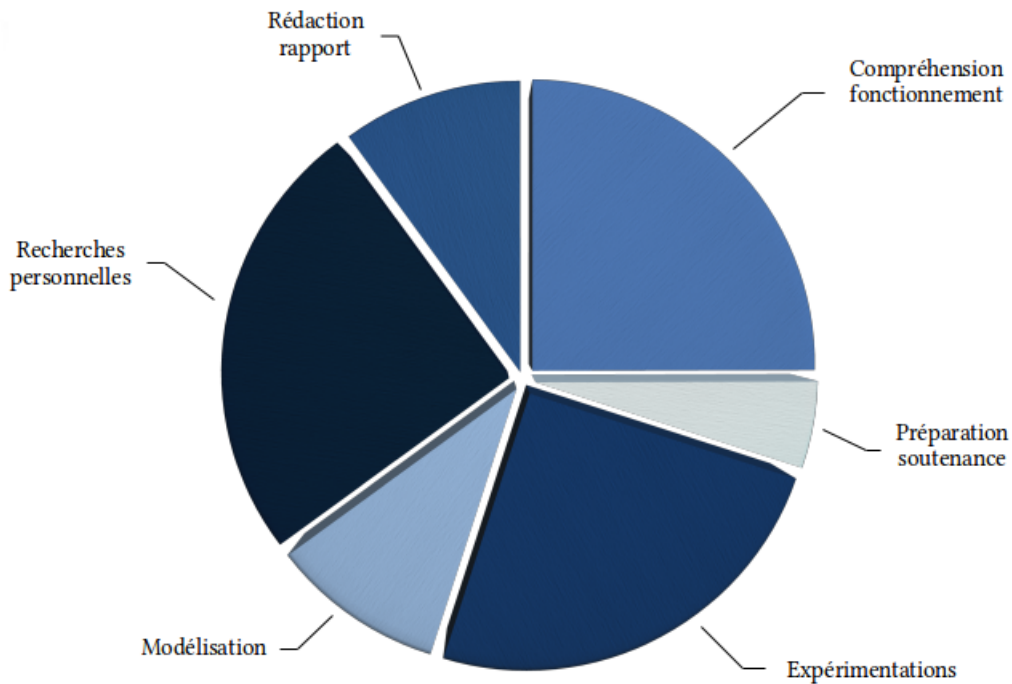


FIGURE 1.1 – Temps pris pour réaliser chaque partie du projet

Historique des séances

06/02/2015 : Découverte du sujet, quelques explications de la part de M. YON.

13/02/2015 : Mise en commun de nos premières recherches à propos de la détection synchrone, et première utilisation de Scilab.

20/02/2015 : Analyse mathématique de la détection synchrone, mise en équation mathématique de la modulation.

13/03/2015 : Résolution d'un problème mathématique sur les périodes nécessaires à la détection synchrone et modélisation sur Scilab.

20/03/2015 : Début d'expérience avec générateur et oscilloscope.

27/03/2015 : Réalisation d'un filtre passe bas et passe haut grâce à un circuit RLC en sommant deux signaux, et réflexion sur les mesures qui pourraient être intéressante.

17/04/2015 : Relevé de valeur sur l'oscilloscope et tracé d'un diagramme ressemblant à celui d'un diagramme de Bode et réalisation du plan pour notre rapport.

24/04/2015 : Réalisation d'un montage permettant d'observer l'impact d'un filtre avec un seul générateur.

13/05/2015 : Modélisation de la détection synchrone avec Synchronie et Scilab.

22/05/2015 : Division en deux groupes, un faisant des expériences sur l'amplificateur de détection synchrone et l'autre groupe préparant le programme sur Scilab permettant de simuler la détection synchrone numériquement.

29/05/2015 : Approfondissement des calculs pour pouvoir compléter le rapport et suite de la détection synchrone numérique.

5/06/2015 : Travail sur le rapport avec l'aide de Jérôme YON et poursuite de la modélisation sur Scilab

12/06/2015 : Travail sur la soutenance.

Chapitre 2

Travail réalisé et résultats

2.1 Qu'est-ce que la détection synchrone

Avant tout chose, il convient de donner une « définition » de la détection synchrone. La détection synchrone est un appareil de mesure et d'analyse du signal. Il permet notamment d'extraire un signal de faible amplitude parmi une multitude d'autres signaux correspondants à un ou plusieurs bruits de mesure.

2.1.1 Historique et caractéristiques de cet appareil

La détection synchrone est un appareil de mesure relativement récent puisque l'on date son invention à la fin des années 70. Néanmoins, on trouve peu d'informations sur sa découverte. En effet, certains scientifiques attribuent cette innovation à Robert H. DICKE, un physicien américain connu pour ses contributions dans le domaine de la physique atomique et de l'étude de la gravité. Mais celui-ci déclare, lors d'une interview, se souvenir d'avoir commandé cette technologie auprès d'un fournisseur de matériels scientifiques. Cependant, il a grandement participé au développement de cet outil indispensable dans le domaine des sciences appliquées et de l'ingénierie. En effet, la grande majorité de ces expériences reposait sur la détection synchrone.

En ce qui concerne les caractéristiques précises de cet appareil, nous vous invitons à consulter la fiche technique se trouvant en annexe A.

2.1.2 Applications

La détection synchrone est utilisée dans un grand nombre d'expériences, que ce soit pour transmettre un signal ou pour l'extraire. Voyons ici quelques unes des nombreuses applications de cet appareil.

Mesure de la photoconductivité d'un matériau

L'une des applications de la détection synchrone est la mesure de la photoconductivité d'un matériau.

Afin de mieux comprendre cette expérience, nous vous invitons à consulter les définitions de Photoconductivité et de Matériau semi-conducteur.

Pour connaître la photoconductivité d'un matériau on réalise le montage suivant :

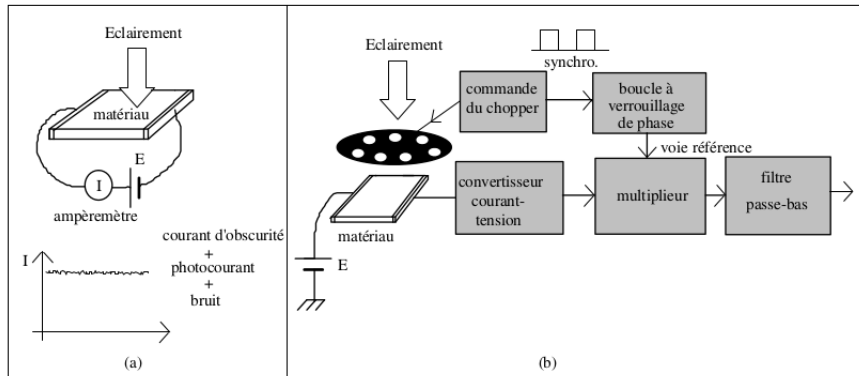


FIGURE 2.1 – Montage – Photoconductivité d’un matériau

Sur la Figure 2.1, on peut voir deux montages : le montage (a) sans détection synchrone et le montage (b) avec détection synchrone.

Dans cette expérience, on envoie une excitation lumineuse à notre matériau. Cette excitation lumineuse est modulée à l’aide d’un Chopper¹. Ainsi, le matériau est illuminé périodiquement et un courant d’obscurité vient se superposer au photocourant périodique. C’est ce photocourant qui correspond au signal utile. Pour le récupérer, il suffit d’utiliser la détection synchrone. Par conséquent le signal regroupant le courant d’obscurité et le photocourant périodique ainsi que des bruits de mesures, sera multiplié par un signal TTL de même fréquence que l’excitation lumineuse. On pourra donc connaître la photoconductivité du matériau et en déduire les caractéristiques propres de celui-ci.

Thermographie infrarouge

Une autre application de la détection synchrone est la thermographie infrarouge. Cette technique est notamment utilisée pour réaliser des Contrôles Non Destructifs sur les matériaux.

La thermographie infrarouge consiste à transmettre un échauffement au matériau que l’on souhaite contrôler. Cette échauffement est envoyé à l’aide d’un système d’illumination et l’on observe son effet à l’aide d’une caméra infrarouge. La présence de défaut se matérialise par la modification de température à la surface du matériau.

Le montage réalisé est représenté sur la figure suivante :

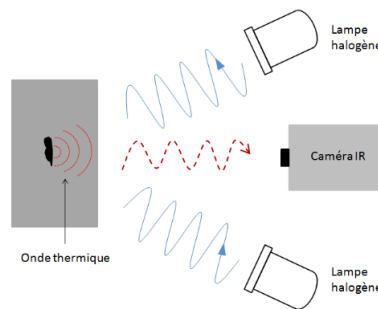


FIGURE 2.2 – Montage – Thermographie infrarouge

1. un disque percé de trous

Dans ce cas, on n'utilise pas une détection synchrone classique mais une « pseudo détection synchrone ». En effet, la signal de référence n'est pas l'excitation (comme cela serait le cas pour une détection synchrone classique) mais le signal correspondant à la réponse d'une zone saine du matériau.

Transmission de signaux : Démodulateur I/Q

Enfin la dernière application consiste à transmettre deux signaux modulants.

Il existe de nombreux cas où l'on est contraint de transmettre deux signaux modulants à l'aide d'une seule porteuse. C'est le cas par exemple de la téléphonie numérique ou de la télévision PAL. Cette technique présente l'avantage de réduire l'encombrement spectral. En effet, en supposant que les deux signaux ont le même encombrement, le fait d'utiliser une seule porteuse divise par deux l'encombrement spectral.

Pour transmettre ces deux signaux avec une seule porteuse, on utilise un modulateur I/Q. Les deux signaux arrivant sont multipliés par une porteuse de même fréquence mais de déphasage $\frac{\pi}{2}$. Ces deux signaux sont ensuite ajoutés. On obtient donc un signal modulé de la forme $s(t) = Ae_1(t)\cos(\omega t) + e_2(t)\cos(\omega t - \frac{\pi}{2})$ où e_1 et e_2 correspondent au signal voulant être transmis et où $A\cos(\omega t)$ correspond à la porteuse.

Pour restituer les signaux, on utilise un démodulateur I/Q. Cet appareil fonctionne sur le principe de la détection synchrone. En effet, le signal arrivant est une somme de différents signaux. Cette somme va être multipliée par une porteuse de même fréquence que la porteuse ayant servi à la modulation. Ainsi en passant le signal dans un filtre passe bas nous pourrions récupérer les deux signaux de départ.

Vous pouvez voir, en Figure 2.3 un schéma représentant le modulateur et le démodulateur I/Q.

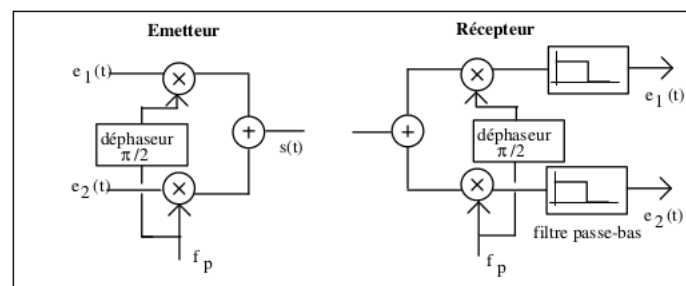


FIGURE 2.3 – Modulateur et Démodulateur I/Q

2.1.3 Comparaison avec d'autres méthodes d'analyse du signal

La détection synchrone est une méthode de traitement du signal hétérodyne. C'est pourquoi nous allons dans cette partie, nous attarder uniquement sur les méthodes de détection hétérodyne, afin de pouvoir les comparer avec la détection synchrone. Cependant, il faut savoir qu'il existe de nombreuses autres méthodes comme la détection quantique, bolométrique ou encore homodyne.

Détection d'enveloppe (ou de crête)

Pour effectuer une détection d'enveloppe, il faut réaliser un montage contenant une diode, qui ne laisse passer le courant que dans un sens, un condensateur et une résistance. Ces deux derniers dipôles sont associés à la diode en dérivation.

Voici le schéma du montage à réaliser :

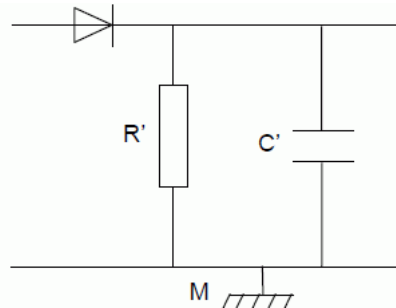


FIGURE 2.4 – Schéma – Détection d'enveloppe

Le principe de cette méthode est le suivant. On envoie notre signal modulé au montage ci-dessus. La diode ne laissant passer que le courant positif, nous avons deux cas de figure :

- Quand notre signal modulé croît, la diode laisse passer le courant. Ainsi le condensateur se charge et la tension à ses bornes augmente jusqu'à atteindre une valeur maximale.
- Quand notre signal modulé décroît, la diode bloque le courant. La tension aux bornes du condensateur est plus grande que la tension du signal d'entrée. Le condensateur se décharge donc dans la résistance, et la tension diminue jusqu'à atteindre celle du signal d'entrée.

Ce cycle se répète jusqu'à analyse complète du signal. Il est également possible de compléter ce montage avec un filtre, afin d'avoir un signal de sortie plus proche du signal initial.

Cette méthode présente l'avantage d'être peu onéreuse car elle nécessite peu de composants. Cependant, elle est beaucoup moins précise que la détection synchrone.

2.2 Les filtres et la détection synchrone

Nous allons étudier les filtres dans cette partie car la détection synchrone en utilise. En effet, ce système a recours à des filtres au début du traitement pour éliminer quelques fréquences gênantes et à la fin en tant qu'intégrateur (moyenneur).

2.2.1 Quelques notions sur les filtres

Dans cette sous-partie, nous allons présenter les différents filtres utiles à la détection synchrone grâce à nos connaissances acquises en STPI 1. Un filtre est un opérateur qui transmet de manière sélective des harmoniques d'un signal. Il faut savoir qu'il existe de nombreux filtres tels que le filtre passe bas, le filtre passe haut, le filtre passe bande, ou encore le filtre coupe bande. Dans cette partie, nous nous concentrerons sur le filtre passe bas et le filtre passe haut.

Le filtre passe bas

Il transmet les signaux de basse fréquence. La fonction de transfert s'écrit en complexe pour un filtre passe bas d'ordre 1 :

$$T(jx) = \frac{1}{(1 + jx)}$$

avec $x = \frac{f}{f_0}$, f_0 étant la fréquence propre.

Pour un filtre d'ordre 2, la fonction de transfert s'écrit en complexe :

$$T(jx) = \frac{1}{(1 + ((jx)Q) + (jx)^2)}$$

avec $Q = \frac{L\omega_0}{R}$ le facteur de qualité (L est l'inductance de la bobine et R la valeur de la résistance).

Pour réaliser un filtre passe-bas, on peut utiliser un montage *RLC*, comme celui présenté lors de l'expérience qui suit.

Le diagramme de Bode nous permet de connaître la fréquence de coupure (intersection entre la droite et l'axe des abscisses) ainsi que la valeur d'atténuation du signal. On peut tracer le gain (en décibel) en fonction de la fréquence, ou la phase en fonction de la fréquence. Vous pouvez voir en annexe B, le diagramme de bode de ce type de filtre.

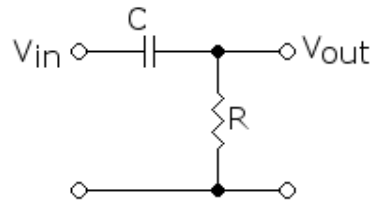
La pente est de -20 dB/décade pour un filtre passe bas d'ordre 1 alors que pour le filtre passe bas d'ordre 2, la pente est de -40 dB/décade. Ces filtres peuvent être utilisés pour mesurer la valeur moyenne d'un signal.

Le filtre passe haut

Il transmet les signaux de haute fréquences. La fonction de transfert d'un filtre passe haut d'ordre 1, s'écrit :

$$T(jx) = \frac{1}{(1 + (\frac{1}{jx}))}$$

De la même façon que pour les filtres passe bas, il existe une fonction de transfert pour les filtres passe haut d'ordre 2. Pour réaliser un filtre passe haut, il suffit de réaliser un montage *RLC* :


 FIGURE 2.5 – Montage RLC – Filtre passe haut

Le filtre passe haut peut être utilisé pour annuler la valeur moyenne d'un signal. Vous pouvez voir en annexe B, le diagramme de bode de ce type de filtre.

Comme vu précédemment ; pour ces deux filtres, il existe deux ordres : l'ordre 1 et l'ordre 2. Plus on augmente l'ordre, plus le signal sera filtré, donc plus le filtrage sera efficace.

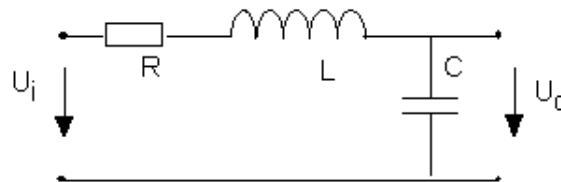
2.2.2 Expérience : Création d'un filtre passe bas

Pour mieux comprendre le filtrage dans la détection synchrone, nous avons réalisé un filtre passe bas.

Expérience et analyses

La détection synchrone utilisant les filtres passe bas, il nous a paru intéressant d'en réaliser un, et de constater les effets.

Pour cela, nous avons construit un circuit RLC selon le schéma de montage ci-dessous :


 FIGURE 2.6 – Circuit RLC – Filtre passe bas

En entrée de filtre, nous avons envoyé la somme de deux signaux distincts produits par deux générateurs. Un des signal était réglé sur une basse fréquence. En visualisant le signal d'entrée et le signal de sortie du filtre sur l'oscilloscope, on a pu en observer son fonctionnement.

En effet, en faisant varier le deuxième générateur dans les hautes fréquences, après la fréquence de coupure calculée, un changement de valeur modifiait le signal d'entrée, mais le signal en sortie de filtre restait le même. Si on le réglait en basse fréquence, en revanche, les deux signaux visualisés étaient alors modifiés, et identiques.

Le filtre laissait donc bien passer seulement les basses fréquences.

Nous avons en plus réalisé un graphique montrant ce phénomène à l'aide des transformées de FOURIER visibles à l'oscilloscope, en mesurant la hauteur du pic pour plusieurs fréquences, de plus en plus hautes.

Chaque fonction peut se décomposer en plusieurs fonctions sinusoïdales. L'oscilloscope affiche alors un pic pour chaque fonction avec sa fréquence et son amplitude. Dans notre expérience, on observait donc deux pics, correspondant aux signaux de chaque générateur.

Nous avons alors mesuré l'amplitude du pic dont nous faisons augmenter la fréquence.

Comme le montre le graphique (Figure 2.7), plus la fréquence du signal augmentait, plus son amplitude diminuait, donc plus le signal était filtré par le filtre passe-bas.

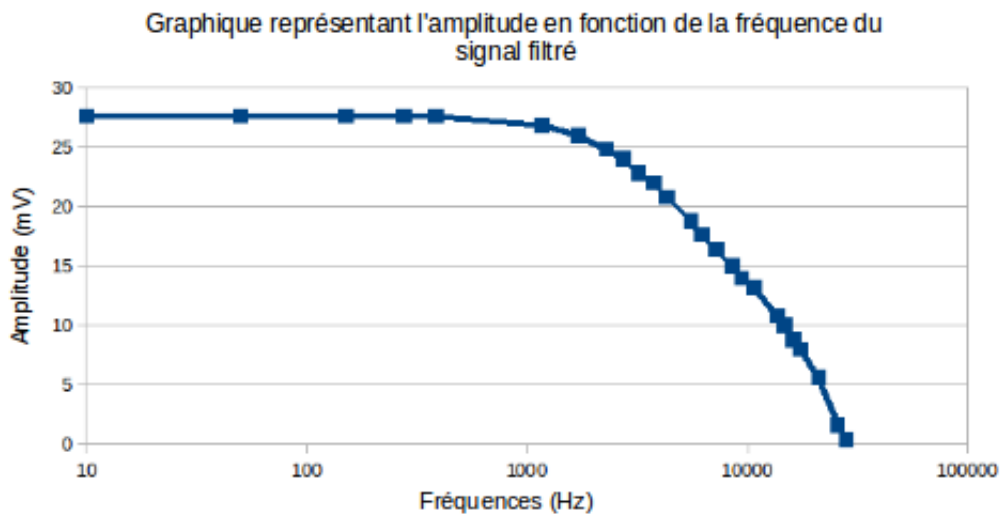


FIGURE 2.7 – Graphique représentant l'amplitude en fonction de la fréquence du signal filtré

2.3 Détection synchrone

2.3.1 Principe général de la détection synchrone

La détection synchrone est utilisée pour traiter le signal. Très souvent, le signal est de très faible amplitude et de haute fréquence et est noyé dans un bruit de mesure qui est, lui, de très basse fréquence. La détection va servir à déterminer l'amplitude du signal bien qu'il soit minime. L'amplitude de ce signal peut être de l'ordre des nanoVolts et être détectée grâce à cette méthode. Pour pouvoir récupérer ce signal, il est isolé de toutes les autres fréquences et phases indésirées. Ainsi le bruit ne peut pas affecter la mesure. Pour pouvoir être isolé, il faut avoir une fréquence de référence. Pour réaliser cette mesure on utilise un amplificateur à détection synchrone ou « Lock-in amplifieur » qui, afin d'extraire l'amplitude recherchée, réalise un ensemble d'étape qui sont les suivantes :

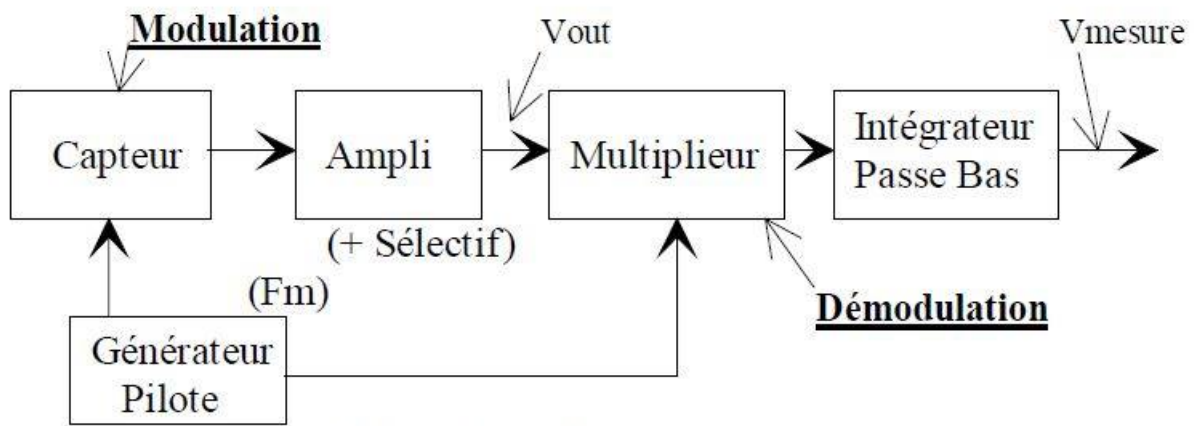


FIGURE 2.8 – Principe de la détection synchrone

2.3.2 Modélisation mathématique

Dans cette partie, nous allons expliquer les calculs mathématiques que réalise la détection synchrone tout en les illustrant par une expérience numérique que nous avons réalisée.²

Dans le cas de l'expérience de Jérôme YON, un montage pourvu de pales permet de moduler le signal à une fréquence connue ω_e . On doit choisir $\omega_e \neq \omega_i$. Ainsi, afin d'avoir une fréquence différente, on choisit $\omega_e \gg \max(\omega_i)$ pour que la fréquence du signal envoyé soit beaucoup plus grande que celles du bruit. De plus, plus ω_e est grand, plus les périodes seront petites et plus l'exécution sera rapide. Comme les autres composantes correspondent à du bruit de mesure à basse fréquence, il y a qu'une seule inconnue, et c'est celle qui nous intéresse, c'est-à-dire l'amplitude du signal modulé. Si le signal obtenu est beaucoup trop faible, la détection synchrone utilise une amplification à l'aide de filtres haute fréquence, atténuant ainsi une première fois les basses fréquences, c'est-à-dire le bruit.

Soit y notre signal. Dans ce signal, $A + \sum(A_i \sin(\omega_i t + \phi_i))$ correspondent à du bruit, ω_e est connu et B est l'amplitude que l'on cherche.

$$y = A + \sum(A_i \sin(\omega_i t + \phi_i)) + B \sin(\omega_e t)$$

2. Explications de l'expérience et programme en Annexe D

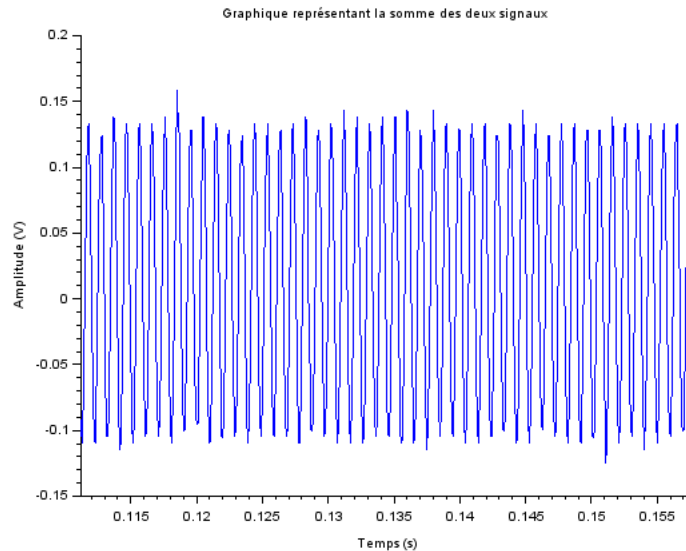


FIGURE 2.9 – Graphique représentant la somme de deux signaux

Ensuite, ce signal est analysé par la détection synchrone. Pour cela, on multiplie le signal précédent par un signal de fréquence et d'amplitude connues. Cette fois-ci l'amplitude est plus importante que celle du signal y , et la fréquence est la même que celui du signal modulé ω_e . Cette étape est réalisée à l'aide d'un multiplieur.

Soient $C \sin(\omega_e t + \phi_e)$ le signal connu et y_{dtect} le signal que l'on envoie dans la détection synchrone avec C , ω_e et ϕ_e connus.

$$y_{dtect} = y * C \sin(\omega_e t + \phi_e)$$

$$y_{dtect} = AC \sin(\omega_e t + \phi_e) + C \sin(\omega_e t + \phi_e) * \sum (A_i \sin(\omega_i t + \phi_i)) + BC \sin(\omega_e t) \sin(\omega_e t + \phi_e)$$

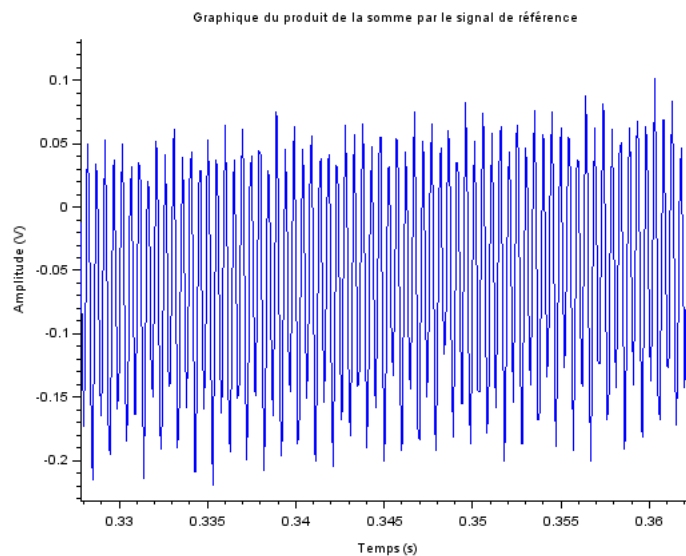


FIGURE 2.10 – Graphique représentant la produit

La fonction $C \sin(\omega_e t + \phi_e)$ correspond à $2 \sin(2\pi ft)$ dans la représentation graphique.

Continuons le calcul précédent pour trouver l'amplitude B :

La détection synchrone fait l'intégration de y_{dtect} . Intéressons nous maintenant à l'intégration termes à termes de y_{dtect} .

D'abord, posons $\alpha = \frac{1}{T} \cdot \int_0^t AC \sin(\omega_e u + \phi_e) du$ et $\beta = \frac{1}{T} \cdot \int_0^t (C \sin(\omega_e u + \phi_e) * (A_i \sin(\omega_i u + \phi_i))) du$

On sait que

$$\alpha = \frac{AC}{\omega_e T} [-\cos(\omega_e u + \phi_e)]_0^t$$

$$\alpha = \frac{AC}{\omega_e T} [-\cos(\omega_e t + \phi_e) + \cos(\phi_e)]$$

Ainsi, comme on va le montrer dans la partie Calcul du temps d'intégration, lorsque l'on intègre sur une période longue, on va avoir $t \simeq T$ la période et on aura :

$$\alpha = \frac{AC}{\omega_e T} [-\cos(\omega_e T + \phi_e) + \cos(\phi_e)]$$

$$\alpha = \frac{AC}{\omega_e T} [-\cos(\phi_e) + \cos(\phi_e)]$$

$$\alpha = 0$$

Le calcul étant similaire pour β , nous vous invitons à consulter l'annexe B pour plus de détails.

Finalement, le signal passe dans l'intégrateur, composé de filtres passe bas. Pour trouver l'amplitude B, on doit chercher la valeur moyenne du signal.

$$\bar{Y} = \frac{1}{t} \int_0^t y_{dtect} du = \frac{1}{t} \int_0^t BC \sin(\omega_e u) \sin(\omega_e u + \phi_e) du$$

Avec la formule $\sin a \sin b = \frac{1}{2}(\cos(a - b) - \cos(a + b))$ en prenant $a = \omega_e t$ et $b = \omega_e t + \phi_e$, on obtient :

$$\bar{Y} = \frac{BC}{2T} \int_0^t \cos(-\phi_e) du - \frac{BC}{2T} \int_0^t \cos(2\omega_e u + \phi_e) du$$

On sait que quand $t \simeq T$, $\frac{BC}{2T} \int_0^T \cos(2\omega_e u + \phi_e) du = 0$ donc :

$$\bar{Y}_1 = \frac{BC}{2} \cos(-\phi_e) = \frac{BC}{2} \cos(\phi_e)$$

$$\bar{Y}_2 = \frac{BC}{2} \cos(\phi_e + \frac{\pi}{2}) = -\frac{BC}{2} \sin(\phi_e)$$

$$\bar{Y}_1^2 + \bar{Y}_2^2 = \left(\frac{BC}{2}\right)^2$$

avec \bar{Y}_1 et \bar{Y}_2 deux valeurs moyennes déphasées de $\frac{\pi}{2}$.

Grâce à l'expérience, on trouve $B = 0.094V$ alors que sa valeur réelle était de $B = 0.0915V$ ³ ce qui reste relativement proche. La principale limite de cette modélisation numérique de la détection synchrone est le fait qu'il faut être très précis dans la mesure de la fréquence. En effet, un petit écart avec la valeur théorique engendre de suite une grande variation dans le résultat du calcul de l'amplitude recherchée.

Calcul du temps d'intégration

Calcul théorique

Comme nous l'avons vu précédemment il faut $t \simeq T$ pour que α et β s'annulent. Ainsi on a besoin de connaître le nombre de périodes minimales qu'il faut prendre pour que le calcul de notre amplitude soit significatif. Si, par exemple, on veut une précision de 1%, dans le cas d'un signal simple, on doit résoudre $\frac{1}{t} \int_0^t \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right) dt = 0,01$ avec T la période, t le temps et k le nombre de période.

Pour ce faire, réalisons un changement de variable : $u = \frac{2\pi t}{T}$ et $du = \frac{2\pi}{T} dt$.

On a donc :

$$\begin{aligned} \frac{1}{t} \int_0^t \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right) dt &= 0,01 \\ \frac{1}{t} \int_0^{\frac{2\pi t}{T}} \frac{T}{2\pi} \sin(u) du &= 0,01 \\ \frac{1}{t} \frac{T}{2\pi} [-\cos u]_0^{\frac{2\pi t}{T}} &= 0,01 \\ \frac{T}{2\pi t} \left(-\cos\left(\frac{2\pi t}{T}\right) + 1\right) &= 0,01 \end{aligned}$$

Comme on aurait au maximum une demie période supplémentaire pour que la moyenne ne soit pas nulle, $t = (k + \frac{1}{2})T$.

$$\frac{(1 - \cos(2\pi(k + \frac{1}{2})))}{2\pi(k + \frac{1}{2})} = 0,01$$

Finalement, si on veut une précision de 1%, il faut attendre environ 30 périodes.

Sur le graphique (Figure 2.11), on voit bien que plus le nombre de périodes est élevé, plus la précision est importante et plus le calcul de l'amplitude sera juste.

3. graphique en Annexe D

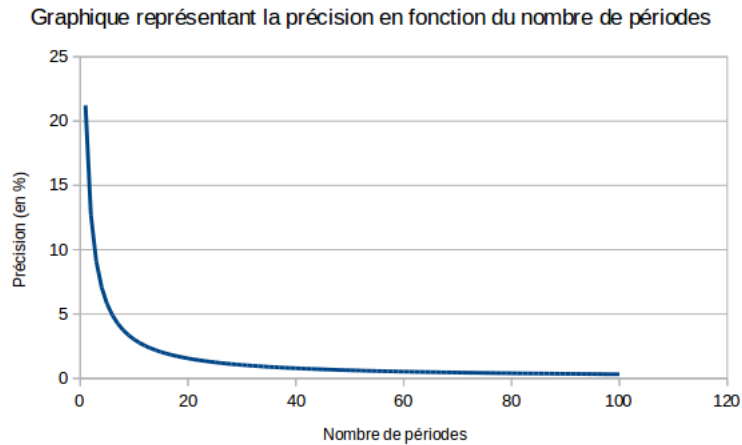


FIGURE 2.11 – Graphique – Précision

Expérience et analyses

Pour illustrer ce que nous avons vu juste avant concernant le temps d'intégration, nous avons eu l'occasion d'utiliser l'appareil de détection synchrone avec l'aide de Mr YON.

Nous avons envoyé à l'appareil la somme de deux signaux provenant, là encore, de deux générateurs.

L'un était réglé sur une basse fréquence, considérée comme la porteuse, alors que le deuxième, branché aussi en TTL, servait de signal de référence à la détection synchrone. Ainsi, l'appareil de détection synchrone génère une fonction calée que le signal d'entrée, de même fréquence, d'amplitude $1V$, et sans déphasage.

Il est également possible de trouver la fréquence de référence manuellement, mais les résultats n'auraient pas été satisfaisants. En effet, il était difficile de trouver la bonne fréquence, car le générateur responsable du signal de haute fréquence ne se stabilisait pas.

On peut alors observer sur l'appareil de détection synchrone le résultat attendu de deux manières possibles.

En effet, on peut décider d'afficher directement l'amplitude et le déphasage du signal d'entrée, ou bien, comme pour les calculs, Y_1 et Y_2 , afin de faire le calcul par soi-même.

Mais ce résultat ne s'affiche pas toujours avec une excellente précision, en effet parfois il oscille entre deux valeurs parfois très éloignées, on a donc pu vérifier la théorie concernant le temps d'intégration. En effet nous avons la possibilité de régler le temps d'intégration sur la machine et nous nous sommes aperçu que plus celui-ci était long plus le résultat était stable.

Par ailleurs, nous avons pu constater l'existence d'une limite au fonctionnement de la détection synchrone, lorsque nous réglions la fréquence du signal de référence proche de celle de la porteuse cela perturbait les mesures, l'appareil n'arrivant plus à déterminer l'amplitude et le déphasage du signal de référence et demandant alors un temps d'intégration plus long.

Ce phénomène s'accroît bien évidemment lorsque l'on se rapproche vraiment près de la fréquence de la porteuse. Nous avons donc décidé de quantifier cette limite, en observant pour des fréquences se rapprochant de la fréquence de la porteuse le temps d'intégration nécessaire à sélectionner afin d'avoir un résultat stable. Le graphique (Figure 2.12) montre qu'il peut atteindre un pic important lorsque cette différence se rapproche de 0 allant jusqu'à 10 secondes d'intégration.

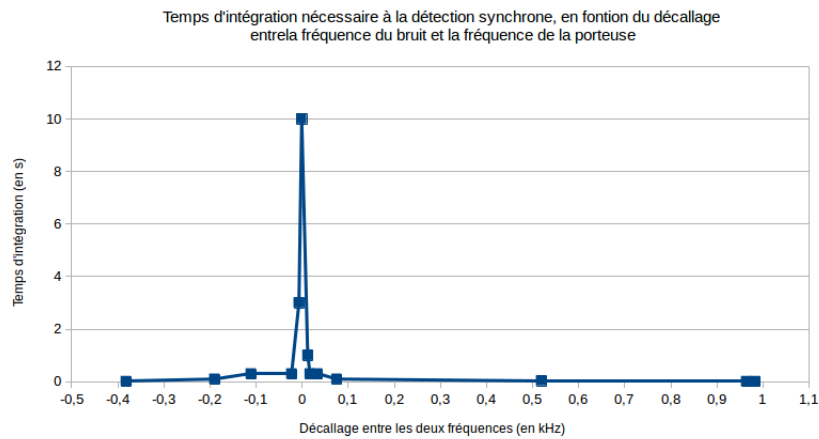


FIGURE 2.12 – Graphique – Expérience détection synchrone

2.3.3 Autres méthodes d'utilisation de la détection synchrone

On a vu dans le fonctionnement mathématique qu'il fallait \bar{Y}_1 et \bar{Y}_2 pour retrouver l'amplitude B mais on peut également n'utiliser qu'un seul canal. Dans ce cas, il suffit d'effectuer les changements de phases à la main jusqu'à l'obtention un pic qui correspond au moment où $\cos(\phi_e) = \cos(0) = 1$. Dans ce cas, on peut résoudre l'équation et obtenir l'amplitude. Cette méthode est l'ancêtre de la détection synchrone utilisée aujourd'hui.

Jusqu'à maintenant, nous avons vu la méthode qui consiste à envoyer directement la fréquence ω_e connue dans la détection synchrone. Une autre méthode consiste à chercher manuellement cette fréquence. Comme la détection synchrone est capable de réaliser une analyse de Fourier, elle sera en mesure de comparer la fréquence choisie manuellement et celle dont l'on veut l'amplitude. Si ces deux fréquences sont proches voire identiques, la détection synchrone affichera une valeur plus importante, et la bonne amplitude du signal correspondante.

Conclusion et perspectives

La détection synchrone est une méthode de mesure permettant de détecter d'infimes perturbations plongées dans un bruit de grande amplitude. A travers des approches théoriques et scientifiques, nous avons réussi à atteindre notre objectif qui était de comprendre son fonctionnement. En revanche, nous n'avons pas réussi à le modéliser. En effet, du point de vue expérimental, nous ne disposons pas d'un matériel assez pointu. Mais un projet n'aboutit pas forcément. En ce qui concerne la modélisation numérique, de nombreuses tentatives, ont été nécessaires pour réussir à écrire un programme fonctionnel.

En plus de l'intérêt scientifique, ce travail de groupe nous a été bénéfique personnellement. Un ingénieur se devant de travailler en équipe, ce projet était l'occasion d'approcher cet aspect du métier d'ingénieur. Premièrement, ne pas choisir ses coéquipiers et ne pas se connaître nous a permis de renforcer notre capacité d'adaptation. De plus, nous avons été confrontés à toutes les difficultés qu'un travail de groupe peut engendrer : répartition des tâches, cohésion de groupe, communication, écoute, prise de décisions etc. Mais nous avons également rencontré les difficultés liées à la recherche scientifique, comme les échecs d'expériences, la recherche de solutions, ou encore l'adaptation au matériel mis à disposition.

Avec du matériel plus performant et plus précis, une réelle modélisation expérimentale et non pas numérique de la détection synchrone serait envisageable.

Bibliographie

- [1] IMELIK, Boris *Les Techniques physiques d'étude des catalyseurs*, Technip, 1988.
- [2] DESMOULINS, Jean-Baptiste *Étude de la densité spectrale de puissance du bruit thermique dans une résistance*, Ens Cachan, 2012.
- [3] FRANÇAIS, Olivier *Détection synchrone*, ESIEE Paris, 2003–2004.
- [4] FOLLIOT Jean-Claude, "Mesure et détection des très faibles tensions", *Technique de l'ingénieur*.
- [5] AUVRAY Jean, "Traitement des signaux", *Technique de l'ingénieur*.
- [6] BOUCHAREINE Patrick, "Extraction d'un signal noyé dans le bruit, Filtrage. Détection synchrone.", *Technique de l'ingénieur*.
- [7] MAILLARD S., "La thermographie infrarouge stimulée, une nouvelle technique de contrôle sur les lignes de production ?.", CETIM – Pôle Ingénierie Contrôle et Mesures.
- [8] <http://www.ebrois.free.fr/cours/electronique> (Valide à la date du 08/06/15)
- [9] http://www.wikipedia.org/wiki/Filtre_passe-haut (Valide à la date du 02/06/15)
- [10] http://www.physapp.giraud.free.fr/tgel/filtres/cours_filtres.htm (Valide à la date du 04/06/15)
- [11] http://www.wikipedia.org/wiki/Filtre_passe-bas (Valide à la date du 02/06/15)
- [12] <http://www.microwavejournal.com/ext/resources/pdf-downloads/IQTheory-of-Operation.pdf?1336590796> (Valide à la date du 28/05/15)
- [13] http://www.wikipedia.org/wiki/D%C3%A9tection_synchrone (Valide à la date du 15/05/15)
- [14] http://www.electronique.aop.free.fr/AOP_sature/12_detecteur_crete.html (Valide à la date du 29/05/15)

ANNEXES

Annexe A

Fiche technique – Lock In Amplifier

Digital Lock-In Amplifiers

SR810 and SR830 — DSP lock-in amplifiers



SR830 DSP Lock-In Amplifier

SR810 & SR830 DSP Lock-In Amplifiers

- **1 mHz to 102.4 kHz frequency range**
- **>100 dB dynamic reserve**
- **5 ppm/°C stability**
- **0.01 degree phase resolution**
- **Time constants from 10 μs to 30 ks (up to 24 dB/oct rolloff)**
- **Auto-gain, -phase, -reserve and -offset**
- **Synthesized reference source**
- **GPIB and RS-232 interfaces**

• **SR810 ... \$3850 (U.S. list)**

• **SR830 ... \$4750 (U.S. list)**

The SR810 and SR830 DSP Lock-In Amplifiers provide high performance at a reasonable cost. The SR830 simultaneously displays the magnitude and phase of a signal, while the SR810 displays the magnitude only. Both instruments use digital signal processing (DSP) to replace the demodulators, output filters, and amplifiers found in conventional lock-ins. The SR810 and SR830 provide uncompromised performance with an operating range of 1 mHz to 102 kHz and 100 dB of drift-free dynamic reserve.

Input Channel

The SR810 and SR830 have differential inputs with 6 nV/√Hz input noise. The input impedance is 10 MΩ, and minimum full-scale input voltage sensitivity is 2 nV. The inputs can also be configured for current measurements with selectable current gains of 10⁶ and 10⁸ V/A. A line filter (50 Hz or 60 Hz) and a 2× line filter (100 Hz or 120 Hz) are provided to eliminate line related interference. However, unlike conventional lock-in amplifiers, no tracking band-pass filter is needed at the input. This filter is used by conventional lock-ins to increase dynamic reserve. Unfortunately, band pass filters also introduce noise, amplitude and phase error, and drift. The DSP design of these lock-ins has such inherently large dynamic reserve that no band pass filter is needed.

Extended Dynamic Reserve

The dynamic reserve of a lock-in amplifier, at a given full-scale input voltage, is the ratio (in dB) of the largest interfering

SR810 and SR830 DSP Lock-In Amplifiers

signal to the full-scale input voltage. The largest interfering signal is defined as the amplitude of the largest signal at any frequency that can be applied to the input before the lock-in cannot measure a signal with its specified accuracy.

Conventional lock-in amplifiers use an analog demodulator to mix an input signal with a reference signal. Dynamic reserve is limited to about 60 dB, and these instruments suffer from poor stability, output drift, and excessive gain and phase error. Demodulation in the SR810 and SR830 is accomplished by sampling the input signal with a high-precision A/D converter, and multiplying the digitized input by a synthesized reference signal. This digital demodulation technique results in more than 100 dB of true dynamic reserve (no prefiltering) and is free of the errors associated with analog instruments.

Digital Filtering

The digital signal processor also handles the task of output filtering, allowing time constants from 10 μ s to 30,000 s with a choice of 6, 12, 18 and 24 dB/oct rolloff. For low frequency measurements (below 200 Hz), synchronous filters can be engaged to notch out multiples of the reference frequency. Since the harmonics of the reference have been eliminated (notably 2F), effective output filtering can be achieved with much shorter time constants.

Digital Phase Shifting

Analog phase shifting circuits have also been replaced with a DSP calculation. Phase is measured with 0.01° resolution, and the X and Y outputs are orthogonal to 0.001°.

Frequency Synthesizer

The built-in direct digital synthesis (DDS) source generates a very low distortion (-80 dBc) reference signal. Single frequency sine waves can be generated from 1 mHz to 102 kHz with 4½ digits of resolution. Both frequency and amplitude can be set from the front panel or from a computer. When using an external reference, the synthesized source is phase locked to the reference signal.

Useful Features

Auto-functions allow parameters that are frequently adjusted to automatically be set by the instrument. Gain, phase, offset and dynamic reserve are quickly optimized with a single key press. The offset and expand features are useful when examining small fluctuations in a measurement. The input

signal is quickly nulled with the auto-offset function, and resolution is increased by expanding around the relative value by up to 100×. Harmonic detection isn't limited to 2F — any harmonic (2F, 3F, ... nF) up to 102 kHz can be measured.

Analog Inputs and Outputs

Both instruments have a user-defined output for measuring X, R, X-noise, Aux 1, Aux 2, or the ratio of the input signal to an external voltage. The SR830 has a second, user-defined output that measures Y, θ , Y-noise, Aux 3, Aux 4 or ratio. The SR810 and SR830 both have X and Y analog outputs (rear panel) that are updated at 256 kHz. Four auxiliary inputs (16-bit ADCs) are provided for general purpose use — like normalizing the input to source intensity fluctuations. Four programmable outputs (16-bit DACs) provide voltages from -10.5 V to +10.5 V and are settable via the front panel or computer interfaces.

Internal Memory

The SR810 has an 8,000 point memory buffer for recording the time history of a measurement at rates up to 512 samples/s. The SR830 has two, 16k point buffers to simultaneously record two measurements. Data is transferred from the buffers using the computer interfaces. A trigger input is also provided to externally synchronize data recording.

Easy Operation

The SR810 and SR830 are simple to use. All functions are set from the front-panel keypad, and a spin knob is provided to quickly adjust parameters. Up to nine different instrument configurations can be stored in non-volatile RAM for fast and easy instrument setup. Standard RS-232 and GPIB (IEEE-488.2) interfaces allow communication with computers.

Ordering Information		
SR830	DSP dual phase lock-in amplifier (w/ rack mount)	\$4750
SR810	DSP single phase lock-in amplifier (w/ rack mount)	\$3850
SR550	Voltage preamplifier (100 M Ω , 3.6 nV/ \sqrt Hz)	\$750
SR552	Voltage preamplifier (100 k Ω , 1.4 nV/ \sqrt Hz)	\$750
SR554	Transformer preamplifier (0.091 nV/ \sqrt Hz)	\$1200
SR555	Current preamplifier	\$1095
SR556	Current preamplifier	\$1095
SR540	Optical chopper	\$1195



SR810 DSP Single Phase Lock-In Amplifier



SR810/830 rear panel

SR810 and SR830 Specifications

Signal Channel

Voltage inputs	Single-ended or differential
Sensitivity	2 nV to 1 V
Current input	10 ⁶ or 10 ⁸ V/A
Input impedance	
Voltage	10 MΩ + 25 pF, AC or DC coupled
Current	1 kΩ to virtual ground
Gain accuracy	±1% (±0.2% typ.)
Noise (typ.)	6 nV/√Hz at 1 kHz 0.13 pA/√Hz at 1 kHz (10 ⁶ V/A) 0.013 pA/√Hz at 100 Hz (10 ⁸ V/A)
Line filters	50/60 Hz and 100/120 Hz (Q=4)
CMRR	100 dB to 10 kHz, decreasing by 6 dB/oct above 10 kHz
Dynamic reserve	>100 dB (without prefilters)
Stability	<5 ppm/°C

Reference Channel

Frequency range	0.001 Hz to 102.4 kHz
Reference input	TTL or sine (400 mVpp min.)
Input impedance	1 MΩ, 25 pF
Phase resolution	0.01° front panel, 0.008° through computer interfaces
Absolute phase error	<1°
Relative phase error	<0.001°
Orthogonality	90° ± 0.001°
Phase noise	
Internal ref.	Synthesized, <0.0001° rms at 1 kHz
External ref.	0.005° rms at 1 kHz (100 ms time constant, 12 dB/oct)
Phase drift	<0.01°/C below 10 kHz, <0.1°/C above 10 kHz
Harmonic detection	2F, 3F, ... nF to 102 kHz (n < 19,999)
Acquisition time	(2 cycles + 5 ms) or 40 ms, whichever is larger

Demodulator

Stability	Digital outputs and display: no drift Analog outputs: <5 ppm/°C for all dynamic reserve settings
Harmonic rejection	-90 dB
Time constants	10 μs to 30 ks (6, 12, 18, 24 dB/oct rolloff). Synchronous filters available below 200 Hz.

Internal Oscillator

Range	1 mHz to 102 kHz
Frequency accuracy	25 ppm + 30 μHz
Frequency resolution	4½ digits or 0.1 mHz, whichever is greater
Distortion	-80 dBc (f < 10 kHz), -70 dBc (f > 10 kHz) @ 1 Vrms amplitude
Amplitude	0.004 to 5 Vrms into 10 kΩ (2 mV resolution), 50 Ω output impedance, 50 mA maximum current into 50 Ω
Amplitude accuracy	1%
Amplitude stability	50 ppm/°C

Outputs	Sine, TTL (When using an external reference, both outputs are phase locked to the external reference.)
---------	--

Displays

Channel 1	4½-digit LED display with 40-segment LED bar graph. X, R, X-noise, Aux 1 or Aux 2. The display can also be any of these quantities divided by Aux 1 or Aux 2.
Channel 2 (SR830)	4½-digit LED display with 40-segment LED bar graph. Y, θ, Y-noise, Aux 3 or Aux 4. The display can also be any of these quantities divided by Aux 3 or Aux 4.
Offset	X, Y, R can be offset up to ±105% of full scale.
Expand	X, Y, R can be expanded by 10× or 100×
Reference	4½-digit LED display

Inputs and Outputs

CH1 output	X, R, X-noise, Aux 1 or Aux 2 (±10 V), updated at 512 Hz.
CH2 output (SR830)	Y, θ, Y-noise, Aux 3 or Aux 4 (±10 V), updated at 512 Hz.
X, Y outputs (rear panel)	In-phase and quadrature components (±10 V), updated at 256 kHz
Aux. A/D inputs	4 BNC inputs, 16-bit, ±10 V, 1 mV resolution, sampled at 512 Hz
Aux. D/A outputs	4 BNC outputs, 16-bit, ±10 V, 1 mV resolution
Sine out	Internal oscillator analog output
TTL out	Internal oscillator TTL output
Data buffer	The SR810 has an 8k point buffer. The SR830 has two 16k point buffers. Data is recorded at rates to 512 Hz and read through the computer interfaces.
Trigger in (TTL)	Trigger synchronizes data recording
Remote preamp	Provides power to the optional SR55X preamps

General

Interfaces	IEEE-488.2 and RS-232 interfaces standard. All instrument functions can be controlled and read through IEEE-488.2 or RS-232 interfaces.
Power	40 W, 100/120/220/240 VAC, 50/60 Hz
Dimensions	17" × 5.25" × 19.5" (WHD)
Weight	23 lbs.
Warranty	One year parts and labor on defects in materials and workmanship

Annexe B

Diagrammes de Bode – Filtres

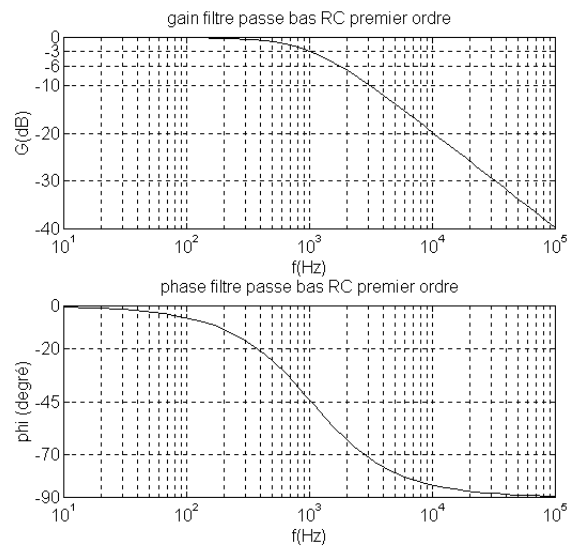


FIGURE 2.13 – Diagramme Bode – Filtre passe bas

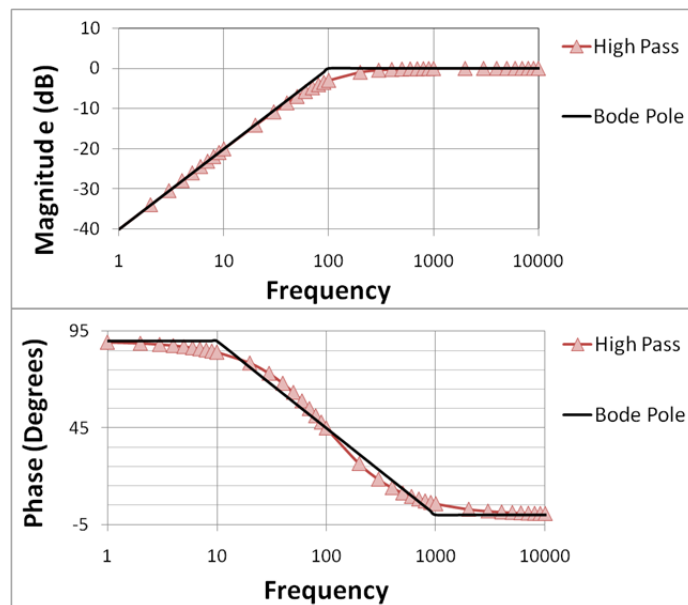


FIGURE 2.14 – Diagramme Bode – Filtre passe haut

Annexe C

Compléments mathématiques

Voici le détail du calcul réalisé dans la partie Modélisation mathématique :

$$\begin{aligned}\beta &= A_i C \frac{1}{T} \int_0^t (\sin(\omega_e u + \phi_e) \sin(\omega_i u + \phi_i)) du \\ \beta &= \frac{A_i C}{2T} \int_0^t (\cos(\omega_e u + \phi_e - \omega_i u - \phi_i) - \cos(\omega_e u + \phi_e + \omega_i u + \phi_i)) du \\ \beta &= \frac{A_i C}{2T} \int_0^t (\cos((\omega_e - \omega_i)u + \phi_e - \phi_i) - \cos((\omega_e + \omega_i)u + \phi_e + \phi_i)) du \\ \beta &= \frac{A_i C}{2T} \left[\frac{\sin((\omega_e - \omega_i)u + \phi_e - \phi_i)}{\omega_e - \omega_i} - \frac{\sin((\omega_e + \omega_i)u + \phi_e + \phi_i)}{\omega_e + \omega_i} \right]_0^t \\ \beta &= \frac{A_i C}{2T} \left(\frac{\sin((\omega_e - \omega_i)t + \phi_e - \phi_i) - \sin(\phi_e - \phi_i)}{\omega_e - \omega_i} - \frac{\sin((\omega_e + \omega_i)t + \phi_e + \phi_i) - \sin(\phi_e + \phi_i)}{\omega_e + \omega_i} \right)\end{aligned}$$

Dans ce dernier calcul, on a utilisé la formule $\sin a \sin b = \frac{1}{2}(\cos(a - b) - \cos(a + b))$ avec $a = \omega_e t$ et $b = \omega_e t + \phi_e$.

Ainsi, comme on l'a montré dans la partie Calcul du temps d'intégration, lorsque l'on intègre sur une période longue, on va avoir $t \simeq T$ la période et on aura :

$$\begin{aligned}\beta &= \frac{A_i C}{2T} \left(\frac{\sin((\omega_e - \omega_i)T + \phi_e - \phi_i) - \sin(\phi_e - \phi_i)}{\omega_e - \omega_i} - \frac{\sin((\omega_e + \omega_i)T + \phi_e + \phi_i) - \sin(\phi_e + \phi_i)}{\omega_e + \omega_i} \right) \\ &= \frac{A_i C}{2T} \left(\frac{\sin(\phi_e - \phi_i) - \sin(\phi_e - \phi_i)}{\omega_e - \omega_i} - \frac{\sin(\phi_e + \phi_i) - \sin(\phi_e + \phi_i)}{\omega_e + \omega_i} \right) \\ &= 0\end{aligned}$$

Annexe D

Modélisation numérique

Le but de cette expérience était de vérifier par le calcul le fonctionnement de la détection synchrone vu dans la partie Modélisation mathématique. Il a ainsi fallu créer deux signaux : un représentant le bruit, à basse fréquence, et l'autre représentant le signal dont on cherche à connaître l'amplitude.

Avec un seul générateur fonctionnel, la première étape a consisté à récupérer ces deux signaux séparément et leur tableau de valeurs à l'aide du logiciel Synchronie. Tout le reste de l'expérience s'est ensuite fait avec le logiciel de calcul Scilab.

Premièrement, il a fallu sommer les données des deux signaux acquis précédemment, créant ainsi un premier signal « Somme ». Puis nous avons créé numériquement le signal d'amplitude connue et de fréquence égale au signal recherché, et un deuxième déphasé de $\frac{\pi}{2}$.

Nous avons ensuite fait le produit du signal « Somme » avec chacun des deux signaux créés numériquement, et calculé leur moyenne afin de pouvoir trouver la valeur de l'amplitude recherchée.

```

cd 'C:\Users\Projet\Desktop'
Signal1=fscanfMat('Porteuse.txt')
Signal2=fscanfMat('Recherche.txt')
Port=Signal1(:,2);
5 Ref=Signal2(:,2);
Somme=Ref+Port // On cree la somme de la porteuse et du signal dont on
    recherche l'amplitude
freqRef=1029; //frequence du signal a analyser en Hz
C=2; //Amplitude du signal recree par la detection synchrone
Temps=Signal1(:,1);
10 Nbp=size(Temps, '*'')

Sref=C*sin(2*%pi*freqRef*Temps)
Srefdephase=C*sin(2*%pi*freqRef*Temps+%pi/2) // Ici les deux signaux, l'un
    de phase nulle et l'autre dephase de pi/2, sont les deux signaux que
    recree automatiquement la vraie detection synchrone.

15 Produit1=Somme.*Sref
Produit2=Somme.*Srefdephase //On multiplie la somme par les deux signaux
    recrees manuellement.
dt=Signal1(10,1)-Signal1(9,1)
Moyenne1=(sum(Produit1(:,1))*dt)*1/(Nbp*dt)
Moyenne2=(sum(Produit2(:,1))*dt)*1/(Nbp*dt) // On fait la moyenne de ces
    deux produits.
20 B=(2*sqrt(Moyenne1^2+Moyenne2^2))/C //B = Amplitude recherchee
disp(B)

//clf
//plot2d(Temps(1:Nbpinteg),Produit1(1:Nbpinteg),2);xtitle('Graphique du
    produit de la somme par le signal de reference','Temps (s)','Amplitude
    (V)')
    
```

Lors de l'acquisition du signal recherché, nous avons relevé sur Synchronie la valeur réelle de l'amplitude, afin de la comparer par la suite avec la valeur trouvée numériquement.



FIGURE 2.15 – Signal dont l'amplitude est recherchée avec en bas sa fréquence et son amplitude mesurée par une analyse de FOURIER réalisée par Synchronie.