

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
BADJI MOKHTAR-ANNABA UNIVERSITY  
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR-ANNABA



جامعة باجي مختار - عنابة

Faculté : SCIENCES DE L'INGINIEUR  
Département : ELECTROMECHANIQUE

Année 2005 / 2006

## MEMOIRE

Présenté En Vue De L'obtention Du Diplôme De MAGISTER En  
Electromécanique

*Modélisation Et Simulation D'un Capteur De  
Vibration (Accéléromètre)*

Option

Maintenance

Par

GHEMARI ZINE

DIRECTEUR DE CE MEMOIRE : Dr SAAD. S. MC Université Annaba

DEVANT LE JURY

PRESIDENT: Dr HADJADJ. A.E. MC Université Annaba

EXAMINATEURS : Dr KHERFANE. H. MC Université Annaba

MEMBRE INVITE: Dr CHEGHIB. H. PHD Université Annaba

## Remerciement

*Je tiens à remercier :*

*Mon encadreur de thèse D S.A.A.D. S pour sa collaboration durant  
la réalisation de ce travail.*

*Ainsi que le co-encadreur M H.M.F.A.R.N, pour ces précieux  
conseils et pour son suivi continu du travail;*

*Tous mes enseignants pour le rôle noble qu'ils ont joué pendant ma formation.*

*Tous les étudiants du département d'électromécanique.*

*Ainsi que tous ceux qui ont contribué de près et de loin à la réalisation de ce  
travail.*

*zine*

## Dédicace

*En signe de reconnaissance je dédie ce travail :*

*A mes très chers parents qui ont tout fait pour me voir réussir.*

*A mes frères et sœurs.*

*A toutes mes oncles et tantes et a toute la famille*

*JEAN-PAUL.*

*A tous mes amis, chaque un et son nom.*

*A tout ceux m'aiment et l'aime.*

## Résumé

L'importance de la vibration dans le domaine industrielle nous a conduit à s'intéresser au capteur qui capte ces mouvements vibratoires. Ces derniers peuvent nous donner des informations sur l'état de la machine pour réaliser et établir un programme de maintenance préventive et prédictive.

Toute machine en fonctionnement produit un degré de vibration généré par ses mouvements rotatifs ou linéaires. On détecte ces vibrations avec un dispositif qui reproduit le niveau de vibration et le transforme en une unité physique utilisable en terme de vibration. Ce capteur est appelé accéléromètre ou capteur de vibration, la fonction de ce capteur est de transformer le niveau de vibration en un signal électrique temporel. La suite de la chaîne de mesure (amplificateur, analyseur FFT) convertit le signal électrique temporel à un signal électrique fréquentiel à partir des opérations de traitement de signal réalisées à l'aide des logiciels. Ces opérations sont la génération des signaux, décomposition des signaux, calcul du spectre du signal, pondération des signaux ect.... Le but de la conversion du signal du domaine temporel au domaine fréquentiel est d'identifier les fréquences de vibration.

Dans ce travail nous avons modélisé l'accéléromètre, cela nous facilite le choix de l'accéléromètre correspondant aux vibrations générés par la machine. Le travail de simulation réalisé par MATLAB, nous permet de faire un calcul correct et précis de la valeur du spectre du signal.

Dans ce travail nous proposons un modèle mathématique de l'accéléromètre et un programme sous MATLAB pour effectuer le travail de simulation. Cette simulation permet de calculer le module du mouvement relatif, les erreurs de mesure et permet aussi de choisir la gamme de fréquence proportionnelle à l'accéléromètre et son facteur d'amortissement.

Les résultats obtenus sont très satisfaisants et encourageants et nous aident à choisir l'accéléromètre convenable aux vibrations de la machine sur laquelle on travaille.

## Summary

The importance of vibration in the industry have lead many research work to be carried on the field of vibration pick up which record these vibrating movement.

These can give interesting information on the state of machine to realise and establish a program of preventive and predictive maintenance.

Any machine in operation produce a vibration generated by its rotating or linear movements, these movements are detected by a sensor producing a vibration level and transform it to a used physical unit in vibration terms.

This vibration sensor is colled vibration meter, its function is to transform a vibration level to an electrical signal in time domain. The rest of measurements (amplificatory and FFT analyser) convert time domain electrical signal to frequency domain by signal processing operations realised by software programs.

These operations are: generated signals, signal decomposition, spectrum calculation and signal moderation. The aim of signal conversion from time domain to frequency domain is to identify vibration frequencies.

In this work, vibration meter is modulated which will facilitate the choice of the vibration meter, that corresponds to the vibration generated by the machine.

The simulation work realised by simulink, allow the abtention of correct and precise signal spectrum value.

In this work a vibration meter mathematical model and a program functioning under MATLAB carry out the simulation work. This simulation can calculate the modulus of relative movement, measurement errors and also the choice of frequency range proportional to the vibration meter and its smoothing factor.

The obtained results are satisfactory and facilitate the choice of vibration meter suitable to the vibrations of working machine.

## الخلاصة

إن الدور الهام للاهتزازات في الميدان الصناعي جعلنا نقوم ببحث على ملتقط الاهتزازات من حيث التركيبية الإلكترونية له أو المكانة الهامة له في سلسلة القياس. في هذا البحث قمنا بدراسة الاهتزازات من حيث تعريفها أنواعها و أضرارها على الآلات الصناعية الضخمة. لقياس هذه الاهتزازات يجب استعمال جهاز يقوم بالتقاطها يسمى هذا الجهاز بملتقط الاهتزازات.

ملتقط الاهتزازات يقوم بتحويل مستوى هذه الاهتزازات إلى إشارة كهربائية مؤقتة وبقية سلسلة القياس تقوم بتحويل هذه الإشارة الكهربائية المؤقتة إلى الإشارة الكهربائية توترية قمنا بإنجاز نموذج رياضي لملتقط الاهتزازات حيث يسمح لنا هذا النموذج من تحديد مجال التوتر وللذي يسمح لنا باختيار ملتقط الاهتزازات المناسب. قمنا أيضا بإنجاز برنامج بالمطالاب يسمح لنا بالقيام بحساب دقيق لقيمة الاهتزازات

## **Introduction :**

En général, avec les machines tournantes, le problème de vibration est causé par un désalignement des éléments dans une transmission, par des roulements usés ou endommagés, par une asymétrie de charge due à l'adhérence de débris sur des parties tournantes (par exemple particules accumulées sur les ventilateurs etc.) ou même par un assemblage incorrect.

Toute machine en fonctionnement produit un degré de vibration généré par ses mouvements rotatifs ou linéaires. Des petits niveaux de vibration sont parfaitement acceptables.

On détecte ces vibrations avec un dispositif qui reproduit le niveau de vibration et le transforme en une unité physique utilisable. Tout dispositif qui convertit un état physique (vibration, température, pression etc.) en un signal électrique est appelé capteur.

En terme de vibration, ce capteur est appelé accéléromètre ou capteur de vibration. Les vibrations engendrées par les machines ont généralement leur composante principale à angle droit de l'axe de rotation de l'arbre de transmission.

Un capteur de vibration (accéléromètre) reçoit des vibrations dans son plan de sensibilité, et génère une sortie électrique proportionnelle à l'intensité de la vibration.

L'accéléromètre contient un petit cristal piézo relié à une masse sismique. Lorsqu'il subit une force vibratoire, le cristal génère un signal électrique proportionnel au niveau de la vibration.

Vue l'importance des vibrations et leurs mesures dans le domaine de la maintenance, nous nous sommes intéressés à l'étude, modélisation et simulation du capteur de vibration (accéléromètre).

Dans ce contexte ce mémoire est structuré en trois chapitres dans les lignes directives sont donnés ci-après :

Le premier chapitre est consacré à la théorie et l'importance de la vibration dans le domaine industriel.

Le deuxième chapitre présente la notion de capteur en général et le capteur de vibration en particulier.

Le troisième chapitre est une application de la méthode AME (analyse modale expérimentale) sur le capteur de vibration (accéléromètre). Dans cette partie on a modélisé, simulé le capteur de vibration (accéléromètre) et proposé un programme de simulation sous MATLAB. Cet dernier permet de calculer le module de mouvement relatif, son erreur de mesure et le choix de la gamme de fréquence proportionnelle à l'accéléromètre et son facteur d'amortissement.

Enfin une conclusion générale avec les résultats obtenus et leurs analyse ainsi que les futures travaux de recherches concernant ce domaine.



**Introduction :**

L'exigence de compétitivité oblige l'entreprise à exploiter ces outils de production avec le souci de réduire les coûts, augmenter la production et améliorer la qualité.

Dans ce contexte la fonction maintenance occupe une place importante dans l'entreprise. Une bonne gestion de la maintenance des équipements est le meilleur moyen d'y parvenir.

La gestion de la maintenance prend en considération les aspects techniques, économiques et financiers des différentes méthodes utilisées tel que corrective, préventive systématiques et préventive conditionnelle.

L'objectif de la maintenance est d'optimiser la disponibilité des équipements, de diminuer la probabilité de leurs défaillance et éviter les arrêts de production qui le but de la direction de l'entreprise.

Avec le développement actuel des équipements et leurs fiabilité, les pannes accidentelles seront maîtrisable grâce à la maintenance préventive. Cette maintenance peut entraîné des sur- coûts d'exploitation et un risque de panne non négligeable. Actuellement les industriels se sont dirigés vers un type de maintenance qui est la maintenance prédictive basée sur l'état réel de la machine. Cet état peut être évalué par toute analyse permettant de quantifier la dégradation des organes de la machine. Dans ce travail, l'analyse vibratoire est utilisée comme méthode pour prévoir et détecter les pannes des équipements.

L'analyse vibratoire est de loin la plus riche en information, l'objectif principal est d'éviter les pannes des machines tournantes.

L'organigramme présenté dans fig.1.1. montre les deux types de maintenance préventive et corrective et résume la fonction de chacune d'elle[1]. On constat à partir de la fig.1.1 que la maintenance préventive est divisé en deux types de maintenance :

- 1- maintenance systématique
- 2- maintenance conditionnelle qui conduit à la maintenance prévisionnelle programmé à un diagnostic précis de l'état de l'installation effectué en fonctionnement.

Dans ce chapitre nous allons nous intéressé à la théorie de l'analyse vibratoire et ces paramètres.

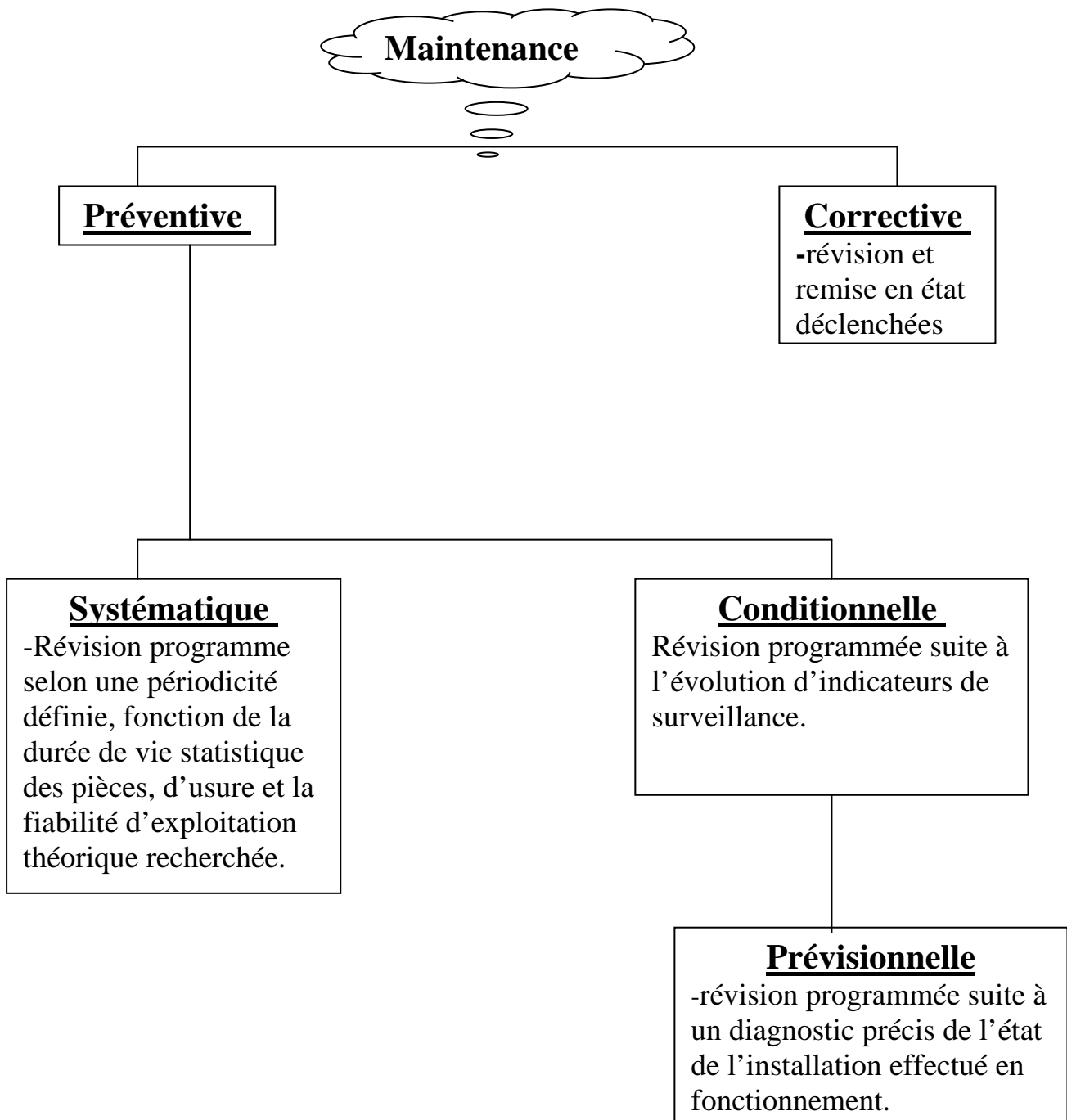


Figure.1.1. l'organigramme des stratégies de maintenance

### **1.1. L'analyse vibratoire:**

La baisse des coûts informatiques conduit à intégrer de plus en plus d'intelligence dans les conceptions des systèmes de production, ce qui entraîne progressivement la diminution du personnel d'exploitation et la raréfaction des interventions directes de l'homme sur la machine.

L'homme, de moins en moins présent sur les lignes de fabrication, maîtrise moins le fonctionnement que par le passé, ce qui tend à fragiliser tout l'appareil de production.

La connaissance des machines et leur comportement n'est plus capitalisée par la mémoire des exploitants.

Ce ne sont plus les sens des individus qui sont utilisés pour comprendre les dérives et évaluer l'état des installations, mais des systèmes de supervision, matériels qui sont, eux-mêmes, encore mal surveillés.

Auparavant, le bruit, la couleur, les odeurs, les situations anormales attiraient l'attention et ces symptômes servaient de base au diagnostic, aux remises en état.

Aux sens de l'homme qui quitte la scène de la production, il faut substituer des sens artificiels qui permettent de combler cette lacune dans la compréhension des défaillances.

Les outils de la maintenance conditionnelle, qui vont permettre de mieux apprécier la santé des machines et des systèmes :

Les capteurs, les systèmes de mesures et de traitement des données fournissent de précieuses informations sur les évaluations du comportement de certains organes basés sur des principes physiques indiscutables, les outils de maintenance conditionnelle facilitent aussi la rationalisation de l'acte de diagnostic[2].

La surveillance vibratoire des machines est l'une des techniques la plus utilisée dans l'industrie.

Vu l'importance de la vibration dans notre travail, il est nécessaire de s'intéresser à la théorie et l'analyse vibratoire.

## 1.2. Théorie de la vibration :

### 1.2.1 Introduction :

Depuis qu'on a commencé à construire des machines industrielles et spécialement depuis qu'elles sont entraînées à l'aide des moteurs, les ingénieurs se sont intéressés à la réduction ou d'isolement des vibrations.

Les techniques d'isolement et de réduction des vibrations ont commencé à devenir partie intégrante de la conception des machines, ce qui rend les mesures précises et l'analyse des vibrations mécaniques importantes. Le besoin était largement satisfait pour les machines lentes et robustes d'hier grâce à l'ouïe et au toucher expérimentés de l'ingénieur d'installation ou à l'aide de simples instruments optiques mesurant les déplacements vibratoires.

Depuis les deux dernières décennies une technologie de mesure des vibrations entièrement nouvelle s'est développée pour assurer la surveillance des ensembles de machines modernes hautement actives et tournantes à grande vitesse[3]. L'utilisation d'accéléromètres piézoélectriques pour convertir les mouvements vibratoires en signaux électriques permet de réaliser les mesures et l'analyse des vibrations grâce à l'emploi des possibilités étendues de l'électronique.

### 1.3. Notion de la vibration :

On désigne par «vibration» la variation plus ou moins régulière d'une grandeur quelconque dans le temps. Il existe de nombreux exemples.

Qu'ils soient artificiels ou naturels, dans lesquels on observe un tel phénomène de va et vient autour d'une position de repos. Le balançoire, le « shinny » dans les roues d'une voiture sont deux cas typiques parmi tant d'autres.

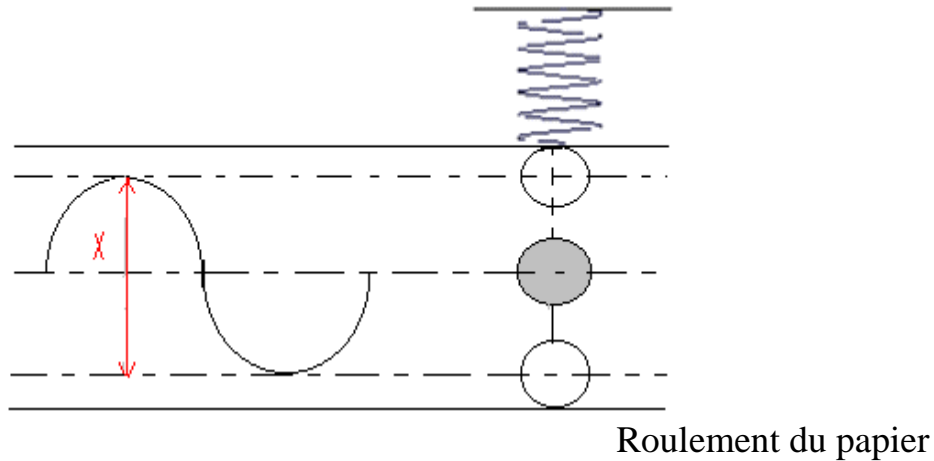
Les vibrations ont des formes et des comportements très variés[3].

#### 1.3.1. Naissance d'une vibration :

Une vibration est créée si l'on déplace la masse (la boule) de sa position d'équilibre à une position maximale ou minimale. Si l'on considère que le mouvement n'est pas amorti, la boule vibrera indéfiniment entre ses deux positions Max et min.

- Equipons maintenant notre boule d'un système de marquage et faisons défiler à vitesse constante une bande de papier dans une direction perpendiculaire au mouvement.

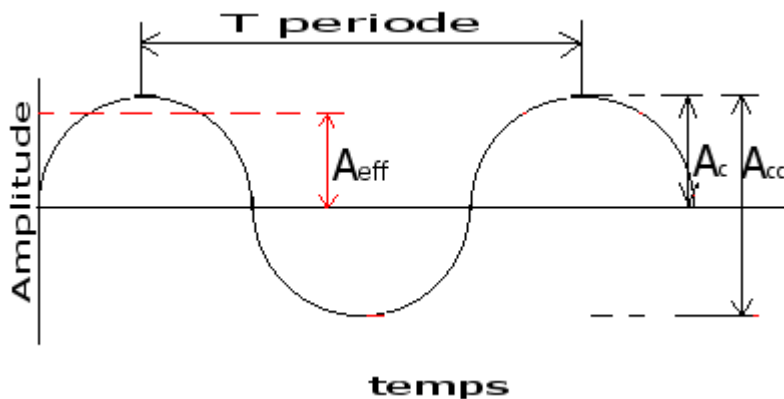
Nous enregistrons ainsi le diagramme (amplitude - temps) :  $X(t)$



**Figure.1.2.** enregistrement du diagramme (Amplitude-Temps).

### 1.3.2. Évaluation du niveau de vibration :

L'amplitude de vibration qui décrit l'importance de la vibration peut être évaluée de différentes manières. Sur le schéma ci-dessous, sont indiquées les relations entre la valeur crête à crête, la valeur crête, les valeurs moyennes et efficace d'un signal sinusoïdal.



**Figure.1.3.** les relations entre la valeur crête à crête

- L'amplitude d'une onde est la valeur de ses écarts par rapport au point d'équilibre. On peut définir que :

-L'amplitude maximale par rapport au point d'équilibre appelée amplitude de crête  $A_c$ .

-L'amplitude double appelée aussi l'amplitude de crête à crête  $A_{cc}$ .

-L'amplitude efficace appelée aussi RMS (Root Mean Square)  $A_{eff}$ .

$$A_{eff} = \frac{A_c}{\sqrt{2}} = 0,707 A_c \quad (1.1)$$

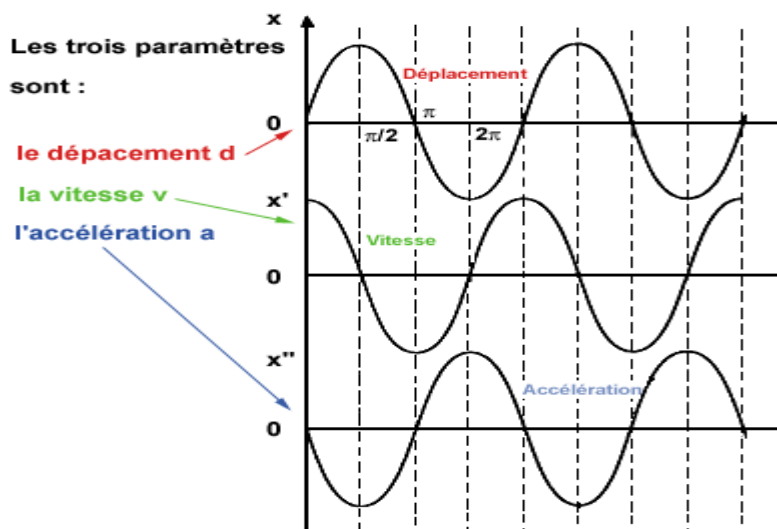
- Pour un signal de vibration complexe, il n'y a pas de relation simple entre la valeur crête et la valeur efficace. Par contre on peut dire que :

$$A_{\text{eff}} = \left( \frac{1}{T} \int_0^T a^2(t) dt \right)^{1/2} \quad (1.2)$$

#### 1.4. Grandeurs associées à l'amplitude d'une vibration :

Une vibration peut être présentée sous plusieurs formes :

Si on prend le système précédent (Ressort- boule), on constate que le mouvement de la boule se traduit par un déplacement, une vitesse et une accélération.



**Figure.1.4.** grandeurs associées à l'amplitude d'une vibration.

On remarque sur la figure ci-dessus un décalage entre les maximums de chaque sinusoïde. Ce décalage est appelé la phase du signal.

- La représentation en accélération accentue les hautes fréquences.
- La représentation en déplacement accentue les basses fréquences.
- La représentation en vitesse n'accroît pas les basses et les hautes fréquences[3].

Il faut également noter qu'il existe une relation mathématique entre déplacement, vitesse et accélération.

$$X(t) = A_c \sin(2\pi f t) \quad (1.3)$$

$$V(t) = dx/dt = -2\pi f A_c \cos(2\pi f t) \quad (1.4)$$

$$\gamma(t) = dx^2/dt = -(2\pi f)^2 A_c \sin(2\pi f t) = -(2\pi f)^2 X(t) \quad (1.5)$$

Avec  $f$  : la fréquence.

**1.5. Les informations utiles :**

**1.5.1. Les types de vibrations :**

L'organigramme ci-dessous montre les différents types de vibration.

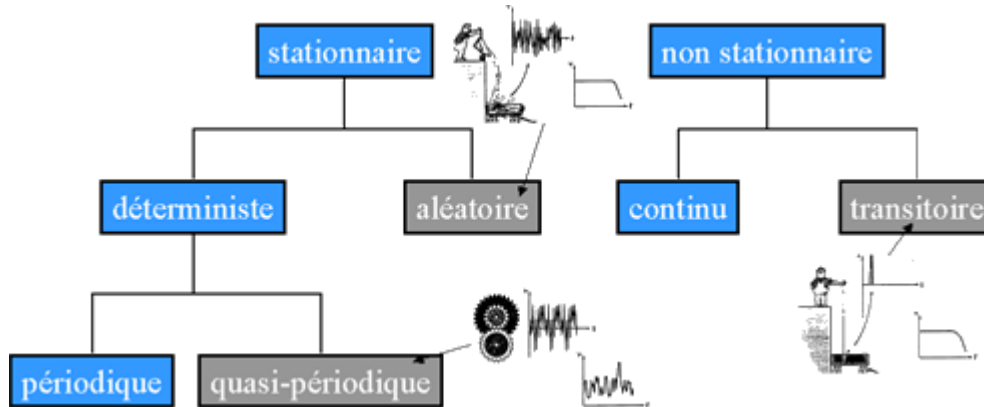


Figure.1.5. organigramme de différent type de vibration

**1.5.2. Les paramètres caractéristiques :**

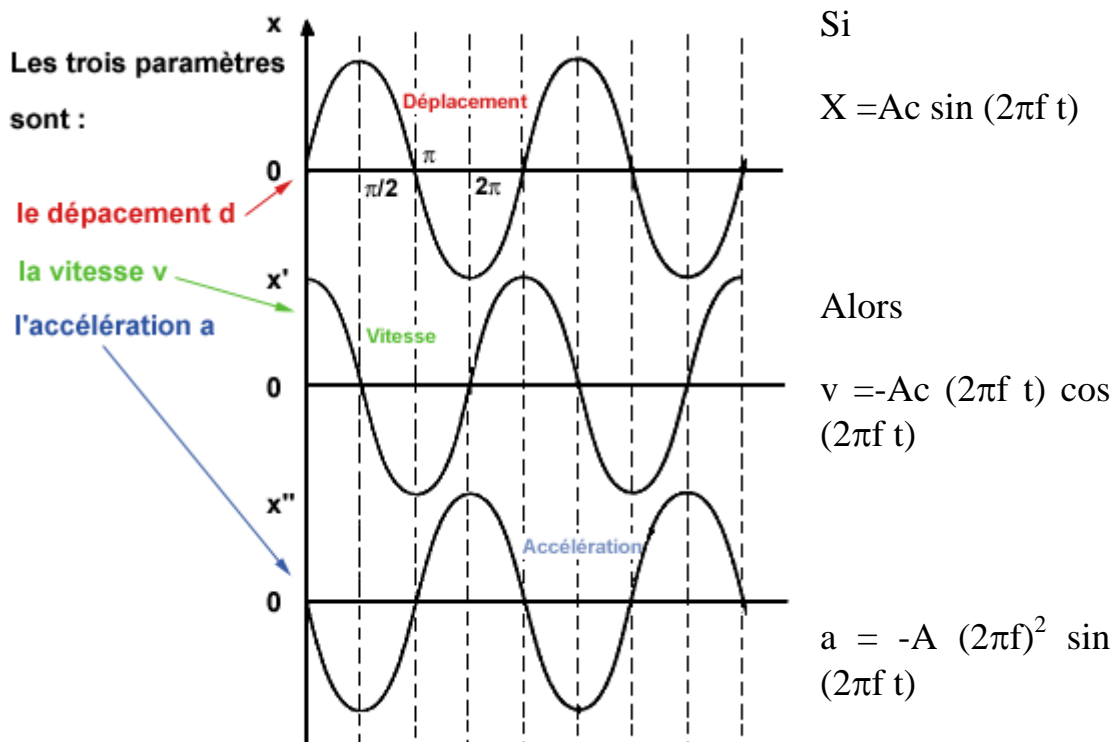
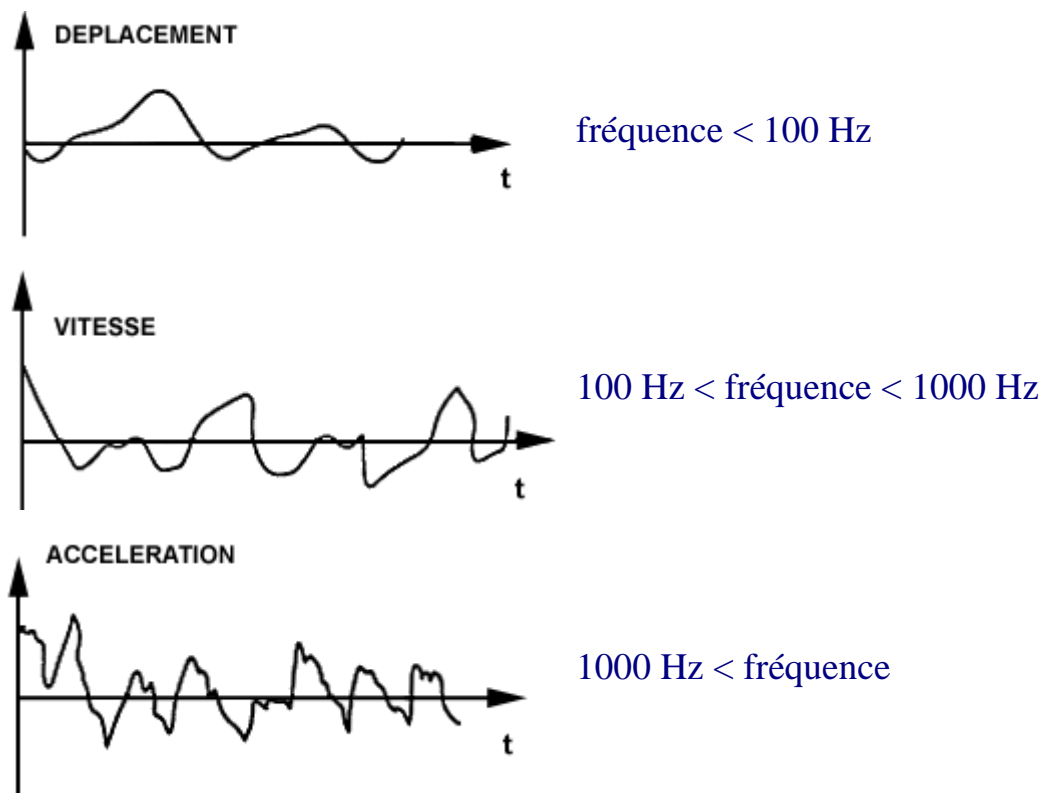


Figure.1.6. représente les paramètres caractéristiques

### 1.5.3. Les domaines d'utilisation

Le paramètre à mesurer dépendra de la fréquence du phénomène à étudier.



**Figure.1.7.** Le paramètre à mesurer dépendra de la fréquence.

#### a-Fréquence.

##### -Définition :

-La fréquence est le nombre de fois un phénomène se répète pendant un temps donné. Lorsque la seconde est choisie comme unité de temps. La fréquence s'exprime En Hz

Le hertz est la fréquence d'un phénomène périodique dont la période est-de 1seconde.

##### -Relation entre fréquence et période :

la fréquence  $f$  est l'inverse de la période  $T$  :

$$f = 1/T \quad (1.6)$$

##### -Unités :

Si l'unité normalisée de la fréquence est le Hertz, on rencontre parfois des valeurs exprimées en CPM (Cycle par Minute) ou en RPM (Rotation par Minute). D'où :

$$1 \text{ hz} = 1 \text{ CPM}/60 = 1\text{RPM}/60 \quad (1.7)$$



Il est intéressant parfois d'exprimer les phénomènes liés à la vitesse de rotation, en multiple ou en ordre de fréquence de rotation. Cette représentation a l'avantage de lier le phénomène vibratoire à une fréquence de référence (généralement la vitesse de l'arbre induisant le phénomène)[4].

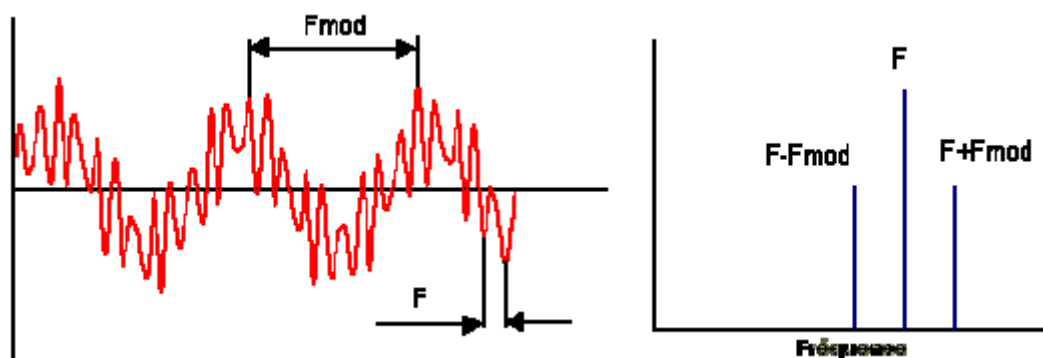
## 1.6. Technique particulière:

### 1.6.1. Fonctionnement de cette technique :

Considérons le développement d'un défaut sur une bague externe ou interne d'un roulement. Les fréquences de résonance de ces bagues seront excitées par le passage des éléments roulants sur un défaut microscopique. Le niveau vibratoire provoqué à la fréquence de passage des éléments roulants est extrêmement faible voir inexistant et donc non mesurable dans un spectre normal. Par contre, les hautes fréquences de résonance des éléments constitutifs du roulement seront excitées.

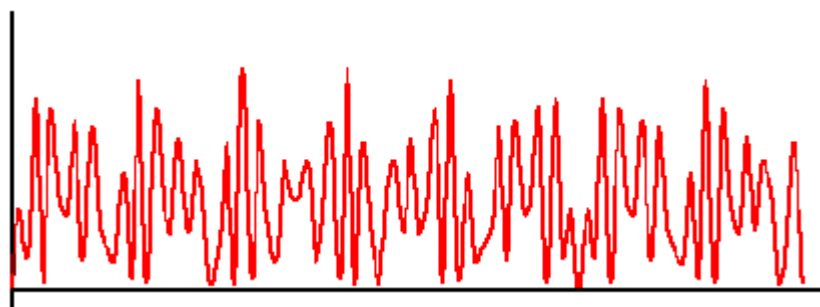
La démodulation est une technique qui permet de mettre en évidence de tels phénomènes dans une bande de fréquence normale. On appelle démodulation, les actions nécessaires sur le signal temporel avant de calculer le spectre normal.

La figure ci-dessous résume l'étape de cette technique. Une haute fréquence  $f$  est modulée par une basse fréquence  $f_{\text{mod}}$ . Cela se traduit dans le spectre par la présence d'un pic haute fréquence (onde porteuse) entouré de deux bandes latérales séparées d'une distance égale à  $f_{\text{mod}}$  [5].



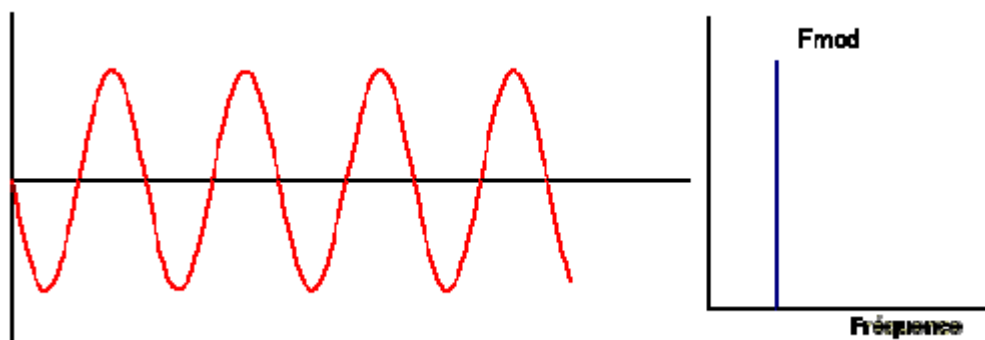
**Figure.1.8.** Une haute fréquence  $f$  est modulée par une basse fréquence  $f_{\text{mod}}$

On effectue un redressement du signal temporel.



**Figure.1.9.** un redressement du signal temporel

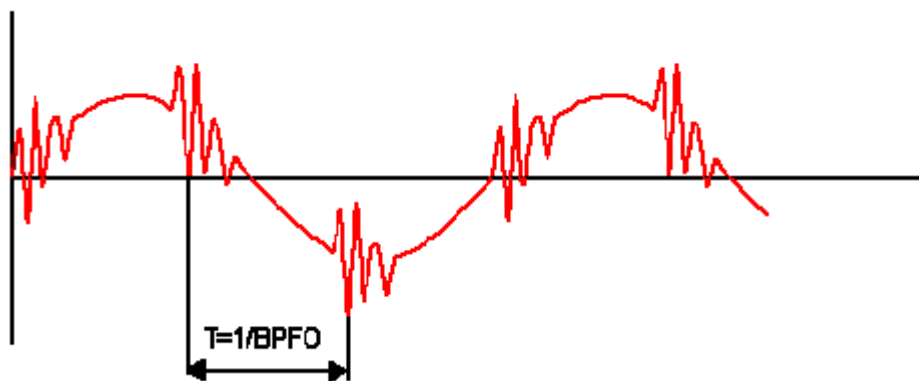
La deuxième étape consiste en une détection de pics de sorte que l'on obtienne l'enveloppe du signal temporel, puis on filtre la valeur DC de l'enveloppe.



**Figure.1.10.** la valeur DC de l'enveloppe

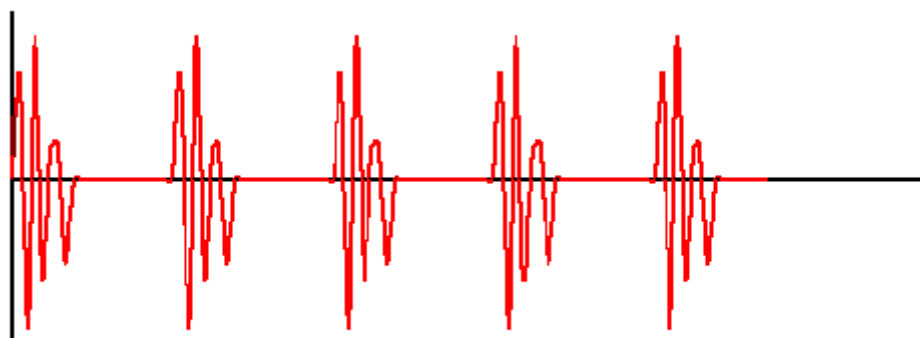
Lorsque la technique de démodulation est appliquée à la maintenance prédictive, le signal est d'abord passé à travers un filtre passe-haut afin d'éliminer toutes les vibrations liées aux phénomènes basse fréquence (alignement, balourd, jeu,...). Les informations modulantes hautes fréquences ont tendances à disparaître lorsque l'information basse fréquence est présente[5].

Les figures ci-dessous appliquent cette technique à un défaut de bague externe naissant.



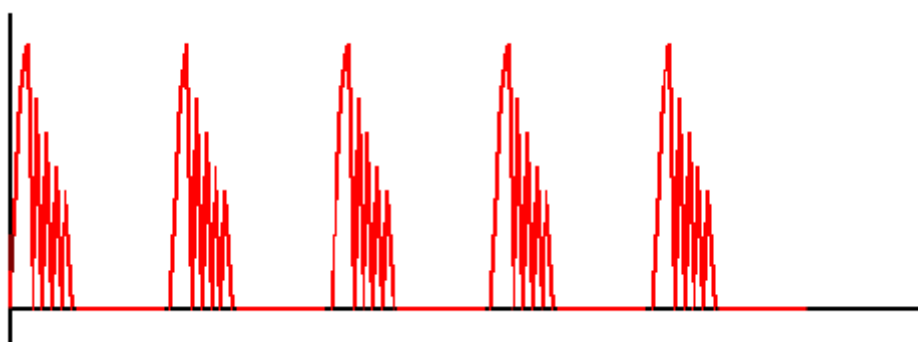
**Figure.1.11.** le signal qui travers un filtre passe-haut

Application d'un filtre passe-haut :



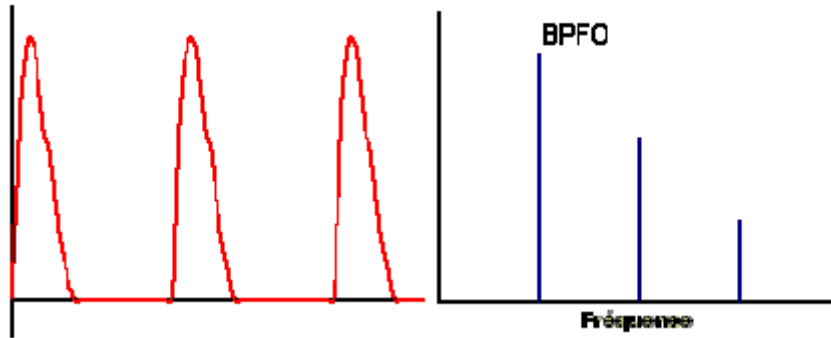
**Figure.1.12.** application d'un filtre passe-haut

Redressement du signal temporel obtenu :



**Figure.1.13.** Redressement du signal temporel.

Détection de pics et filtrage DC :



**Figure.1.14.** Détection de pics et filtrage DC

Le signal obtenu après traitement possède encore la périodicité de la fréquence BPFO, mais cette composante est devenue une composante basse fréquence du signal. Puisque la forme d'onde n'est pas sinusoïdale, on obtient un certain nombre d'harmoniques.

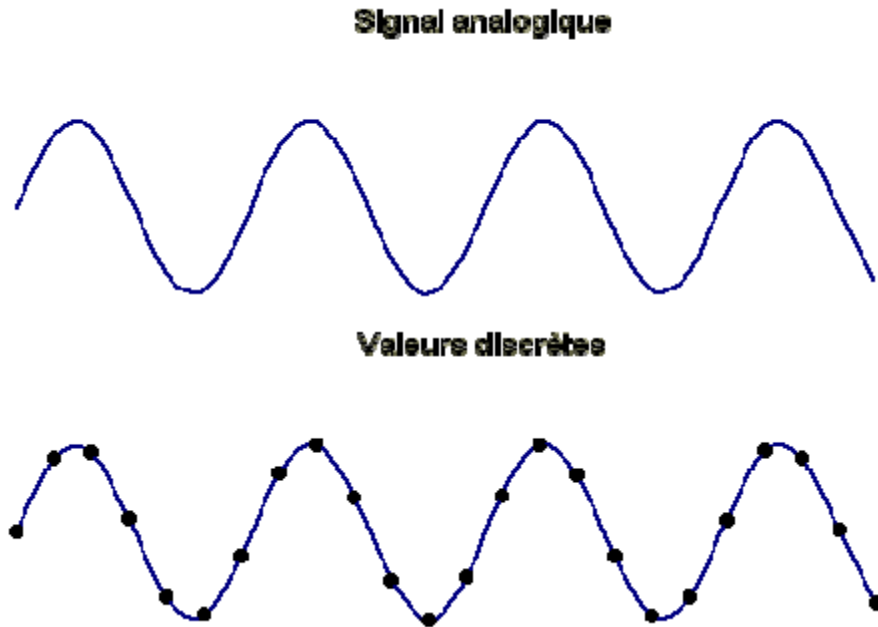
Il faut également noter que la démodulation n'est pas une mesure quantitative[5]. Il ne faut pas regarder les amplitudes mais bien la présence ou non de fréquences précises. Les mesures de démodulation ne sont donc pas utilisées pour établir des tendances au cours du temps.

### 1.7. Calcul du temps de mesure :

Lors de la collecte d'un signal temporel, il est intéressant de connaître la durée de cette mesure. Il devient dès lors possible de calculer la durée d'une mesure spectrale.

#### 1.7.1. Durée de collecte du signal temporel

Le signal temporel transmis par un accéléromètre est un signal analogique. Ce signal sera décomposé par le collecteur en une série de valeurs discrètes qui permettront de numériser le signal[6]. La fréquence à laquelle ces valeurs discrètes sont enregistrées s'appelle la fréquence d'échantillonnage.



**Figure.1.15.** échantillonnage de la fréquence.

Comme il est nécessaire de reconstruire le signal temporel à partir de l'ensemble des valeurs discrètes, la fréquence d'échantillonnage doit être choisie suffisamment élevée afin de perdre un minimum d'information du signal temporel réel.

On ne peut malheureusement pas toujours définir la fréquence d'échantillonnage, c'est généralement la fréquence maximale du spectre qui déterminera cette fréquence.

Ces critères ont été posés par Nyquist :

$$f_{\text{échant}} = 2\pi f_{\text{max}} \quad (1.8)$$

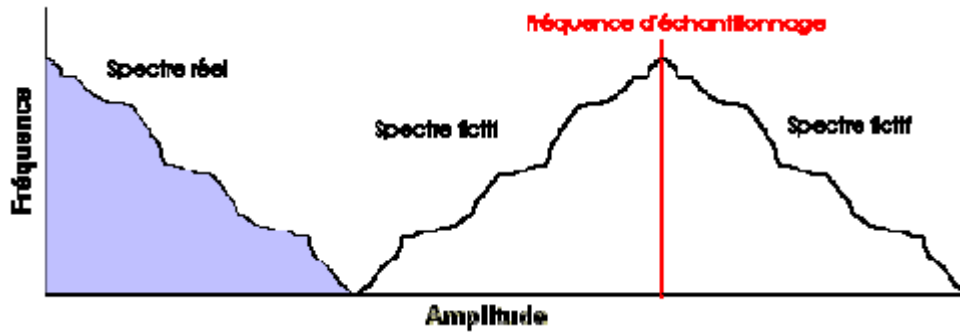
Où  $f_{\text{max}}$  est la fréquence maximale du spectre que l'on veut mesurer (en général, 60 ordres).

Dans la plupart des systèmes, cette fréquence est fixée à :

$$f_{\text{échant}} = 2.56\pi f_{\text{max}} \quad (1.9)$$

Avant d'échantillonner le signal temporel, un filtre passe bas est appliqué pour éviter toutes les fréquences au delà de la moitié de la fréquence d'échantillonnage.

L'échantillonnage du signal a pour effet de créer artificiellement, de part et d'autre de la fréquence d'échantillonnage, des spectres fictifs identiques au spectre réel[7].



**Figure.1.16.** L'échantillonnage du signal a pour effet de créer artificiellement

Soit  $f_{\max}$ , la fréquence la plus élevée des composants élémentaires constituant le signal, il n'y aura aucun recouvrement entre le spectre réel et les spectres fictifs si la fréquence d'échantillonnage est au moins égale à la fréquence  $f_{\max}$  (théorème de Shannon).

En fait comme cette fréquence  $f_{\max}$  est inconnue, le signal est filtré avec un filtre passe bas de fréquence de coupure  $f_c/2$ . La valeur de 2,56 été choisie afin de limiter les effets de non-linéarité du filtre anti-aliasing.

Ce sont le nombre d'échantillons et la vitesse d'échantillonnage du système d'acquisition qui détermine la durée du signal temporel :

$$\text{Durée du signal} = \Delta T = \frac{\text{Nombre d'échantillons}}{f_{\text{échantillons}}} = \frac{\text{Nombre d'échantillons}}{2.56 \pi f_{\max}} \quad (1.10)$$

## 1.7.2. Configuration des mesures :

### a. Plage de fréquence et résolution d'un spectre

#### - Caractéristiques des mesures spectrales

L'analyse vibratoire doit permettre :

- la détection de la présence d'un défaut,
- la détermination de la gravité et de l'urgence du défaut identifié.

Le suivi des tendances, par l'emploi de bandes étroites spécifiques, permet de mettre en évidence un changement par rapport à la situation de référence, probablement lié à l'évolution d'un défaut.

L'analyse spectrale doit confirmer le type de défaut présent et sa gravité. Le spectre doit donc être configuré de manière qu'il soit possible de mettre en évidence tous les défauts possibles de la machine. Cette configuration doit donc être déterminée en fonction du type de machine analysée.

Les caractéristiques principales d'un spectre qui ne pourront plus être modifié après la prise de mesure sont :

- la plage de fréquence ou la fréquence maximale,
- la résolution ou la précision de la mesure.

L'unité du spectre, accélération, vitesse ou déplacement, peut généralement être modifié ultérieurement par l'intermédiaire du logiciel d'analyse. Cette unité, bien que importante lors de l'analyse, n'est pas critique au moment de la prise de mesure[8].

### **-Plage de fréquence**

La fréquence maximum du spectre doit permettre de mettre en évidence les défauts susceptibles de se développer sur la machine analysée :

- balourd, alignement, jeu,
- roulements,
- dentures sur les réducteurs/multiplicateurs,...

Ces défauts ne se présentent pas tous dans la même plage de fréquence :

- balourd, alignement, jeu : vitesse de rotation et multiples,
- roulements : d'abord en haute fréquence, puis progressivement en moyenne et basse fréquence
- denture : fréquence d'engrènement et multiples...

### **Pour le suivi des roulements :**

-  $F_{max} = 60$  ordres. Cette plage couvre la basse et la moyenne fréquence afin de suivre l'évolution des défauts de roulement. La détection précoce des défauts sera assurée par le HFD. Cette plage convient aux roulements de petites et moyennes dimension pour des vitesses supérieures à 1000 RPM.

-  $F_{max} = 100$  ordres. Cette plage convient aux roulements de grandes dimensions pour les vitesses lentes  $< 1000$  RPM.

### **Pour le suivi des dentures :**

-  $F_{max} = 4x$  fréquence d'engrènement. Cette plage ne permet pas toujours de suivre efficacement les défauts de roulement. Il convient alors d'effectuer deux mesures ou d'opter pour un compromis entre les deux configurations.

### **Pour le suivi des paliers lisses :**

-  $F_{max} = 30$  ordres. Cette plage est moins étendue que pour les roulements car il n'y a pas d'éléments en rotation qui génèrent des hautes fréquences.

## -Résolution

La résolution caractérise la précision de la mesure. Une précision élevée est nécessaire s'il faut distinguer deux pics très proche l'un de l'autre, comme par exemple :

- bandes latérales autour d'un pic principal,
- harmonique de la vitesse de rotation ou multiple asynchrone (ordre 6.05 par exemple)

La résolution s'exprime en nombre de lignes spectrales. Pour un spectre donné, c'est une valeur unique : 100, 200, 400, 800, 1600, 3200, 6400 lignes.

La précision de la mesure est donnée par la formule :

$$\text{Précision} = \frac{F_{\max}}{\text{N de ligne}} \quad (1.11)$$

## Conclusion :

Nous avons vu à travers ce chapitre l'importance de l'analyse vibratoire, outil indispensable à la maintenance conditionnelle. L'un des piliers de la maintenance conditionnelle, l'analyse des vibrations et sans doute la technique la plus diversifiée et celle qui permet, sur les machines tournantes, d'aller le plus loin dans le diagnostic.

Les trois paramètres que l'on est amené à mesurer en technique vibratoire : le déplacement, la vitesse et l'accélération peuvent être appréhendés avec des systèmes tous différents les uns des autres. Parmi tous ces principes, on distingue trois qui sont plus particulièrement utilisés, ils ont tous le même but : transformer une vibration mécanique en un signal électrique (les capteurs).

La vibration est un indice qui nous permet d'obtenir des informations sur l'état de la machine. Pour capter cette vibration, il est nécessaire d'installer un capteur de vibration pour pouvoir enregistrer le mouvement vibratoire de la machine, ce capteur est appelé vibromètre ou accéléromètre.



## 2.1. Introduction

Les nouvelles exigences imposées aux systèmes industriels dans leur fonctionnement et dans la qualité de leur production, nécessitent une stratégie très élaborée dans la maîtrise de ces installations. Toute la difficulté est de posséder des informations pertinentes et fiables qui permettent de générer une action correctrice efficace.

Le développement des capacités de traitement de l'information permet le contrôle et l'automatisation des systèmes de plus en plus complexes. Les possibilités de calcul des parties commandes ne semblent limitées que par la quantité et la qualité des données qui leur sont fournies.

Au fur et à mesure que les parties commandes ont augmenté leur puissance de calcul est nécessité un flux d'informations de plus en plus grand, les capteurs se sont diversifiés, se sont perfectionnés, se sont miniaturisés. Ils sont devenus très fiables, au point qu'on en oublie leur existence et leur importance dans la chaîne de l'information.

Dans le milieu industriel, le mot capteur est souvent réservé à des appareils compacts. Pour des appareils plus encombrants on parlera de transmetteurs, ou pour des appareils spécialisés dans des mesures physico-chimiques, on parlera d'analyseurs industriels.

On peut classer les capteurs en deux grandes familles en fonction de la nature de l'information émise :

- les capteurs TOR: ce sont des capteurs émettant un signal binaire 0 ou 1 (vrai ou faux) en fonction de la position de la valeur de la grandeur mesurée par rapport à une consigne. Ils sont utilisés dans les automatismes séquentiels.

- les capteurs analogiques ou continus: ces capteurs émettent un signal analogique ou numérique. Une fonction généralement linéaire lie le signal émit à la grandeur mesurée.

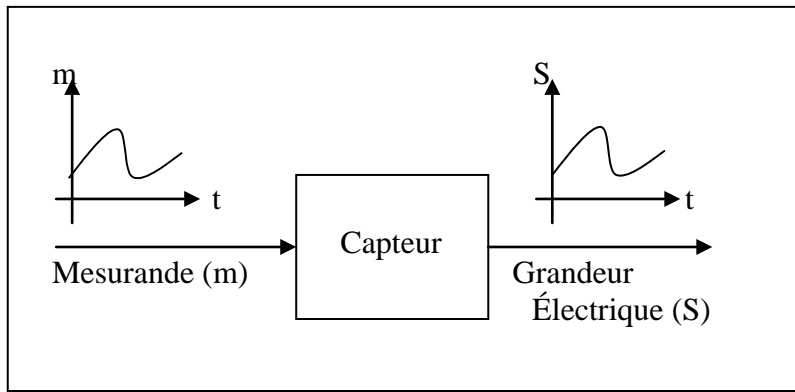
## 2.2. Le capteur

### 2.2.1. Modèle d'un instrument de mesure

La grandeur physique objet de la mesure, que l'on nomme le mesurande (m), est appréhendée par diverses opérations expérimentales, que l'on regroupe sous le terme de mesurage, qui dans un grand nombre de cas produit un signal électrique (s) image de la grandeur physique et de ses vibrations.

Le capteur est le dispositif physique qui soumit à l'action du mesurande, non électrique, produit la caractéristique électrique :

$$S = F(m) \tag{2.1}$$



**Figure.2.1.** la fonction essentielle du capteur

La forme théorique de cette relation résulte des lois physiques qui régissent le fonctionnement du capteur, l'expression numérique de cette relation dépend de la construction du capteur, ses matériaux et de son environnement.

Cette expression numérique est par conséquent fréquemment obtenue par une opération d'étalonnage, qui produit une courbe plus ou moins linéaire que l'on s'efforce d'utiliser dans une zone linéaire dans laquelle la sensibilité  $S$  du capteur est constante en fonction des variations de la grandeur de sortie  $\Delta S$  et de celle d'entrée  $\Delta m$  :

$$\Delta S = S * \Delta m \quad (2.2)$$

Tout l'art de l'instrumentaliste consiste à maîtriser la sensibilité  $S$  du capteur en minimisant les effets de la non-linéarité du mesurande  $m$ , de sa bande passante réduite, du vieillissement, ainsi que l'influence des autres grandeurs physiques présentes dans l'environnement du capteur mais qui ne sont pas l'objet de la mesure.

### 2.2.2. Les capteurs de vibration

Il existe plusieurs types de capteurs pour apprécier les mouvements vibratoires. La sensibilité des capteurs représente la proportionnalité de la sortie électrique exploitable (tension, charge, courant) par rapport au paramètre de vibration (accélération, vitesse, déplacement), elle s'exprime en terme de :  
Sortie électrique/paramètre de vibration.

#### A/ Sonde de proximité à Courant de Foucault

Ce type de capteur ne mesure que les déplacements vibratoires relatifs. Cette sonde a une réponse aux déplacements quasi-statique, mais a une dynamique limitée et elle nécessite souvent un calibrage sur site, de plus, la surface vibrante doit être électriquement conductrice. Une faible impédance de sortie derrière le démodulateur autorise l'emploi de grandes longueurs de câble.

Ce type de capteurs est souvent monté d'origine sur les groupes turboalternateurs à paliers lisses.

### **B/ Sonde capacitive**

Ce capteur de petite dimension est libre de tout contact. Ce capteur sensible aux déplacements vibratoires relatifs a une grande sensibilité et opérationnel sur une large gamme fréquentielle. Les inconvénients sont que la surface de vibration doit être électriquement conductrice, que la gamme dynamique de la sonde est très limitée et que la sonde est difficile à calibrer.

Il faut appliquer une différence de potentiel entre la sonde et la pièce en mouvement.

### **C/ Potentiomètre de position**

Peu coûteux et de faible impédance. Ce capteur est capable de mesurer les déplacements statiques. Cependant, les gammes dynamiques et fréquentielles sont très limitées et le capteur a une courte durée de vie et une faible résolution.

### **D/ Bobine mobile**

C'est un capteur de vitesse vibratoire de faible impédance électrique. Il est très limité dans ses gammes dynamiques et fréquentielle (au dessus de la fréquence de résonance de suspension). Il est sensible aux champs magnétiques et est affecté par son orientation.

Avec ses éléments mobiles, il est sujet à une dégradation de ses spécifications initiales. Sa plage fréquentielle va typiquement de 10HZ à 2000 HZ.

### **E/ Vélocimètre laser à effet doppler**

C'est un capteur de vitesse relative s'appuyant sur un faisceau laser qui est envoyé vers la cible et dont la fréquence est modulé par la vibration de la surface atteinte.

Les avantages sont nombreux :

- pas de préparation de la surface
- pas de masse rajoutée
- possibilité de scruter plusieurs centaines ou milliers de points en des temps très réduits mais l'inconvénient majeur reste son prix et une plage de mesure qui n'atteint encore pas celle offerte par une chaîne accélérométrique.

### **F/ Capteur piézorésistif**

Un capteur d'accélération vibratoire capable de mesurer les accélérations quasi-statiques. Les gammes de mesure, fréquentielle et dynamique, peuvent être larges. Sa résistance limitée contre les chocs en fait un capteur vulnérable. L'amortissement visqueux est nécessaire pour le protéger des chocs. Cependant, ceci a amené à une compression de la gamme thermique de fonctionnement et altère les caractéristiques de phase.

De nouvelles technologies de micro-usinage améliorent les performances de tels capteurs.

**G/ L'accéléromètre piézo-électrique**

Il est unanimement considéré comme le meilleur capteur disponible à ce jour pour les mesures de vibrations absolues. Il possède les propriétés suivantes :

- Utilisable sur de très grandes gammes fréquentielles
- Excellente linéarité sur une très grande gamme dynamique (typiquement 140dB, soit 1 à 10<sup>10</sup>).
- Le signal d'accélération peut être intégré électriquement pour donner le déplacement et la vitesse.
- Les mesures de vibration peuvent être faites sous large éventail de conditions environnementales tout en conservant une excellente précision (typiquement 250°C ; 400°C à 700°C pour des modèles spéciaux).
- Etant lui-même générateur de charges, il est donc indépendant de toute alimentation externe.
- Nécessite malgré tout un conditionnement de sa sortie charge (appelé conditionneur de charge ou préamplificateur de charge) plus coûteux que pour les autres types de capteur.
- Aucun élément mobile, donc extrêmement durable.
- Extrêmement compact et d'un grand rapport qualité/prix.
- Ne passe pas la composante statique.

**H/ L'accéléromètre à électronique intégrée :**

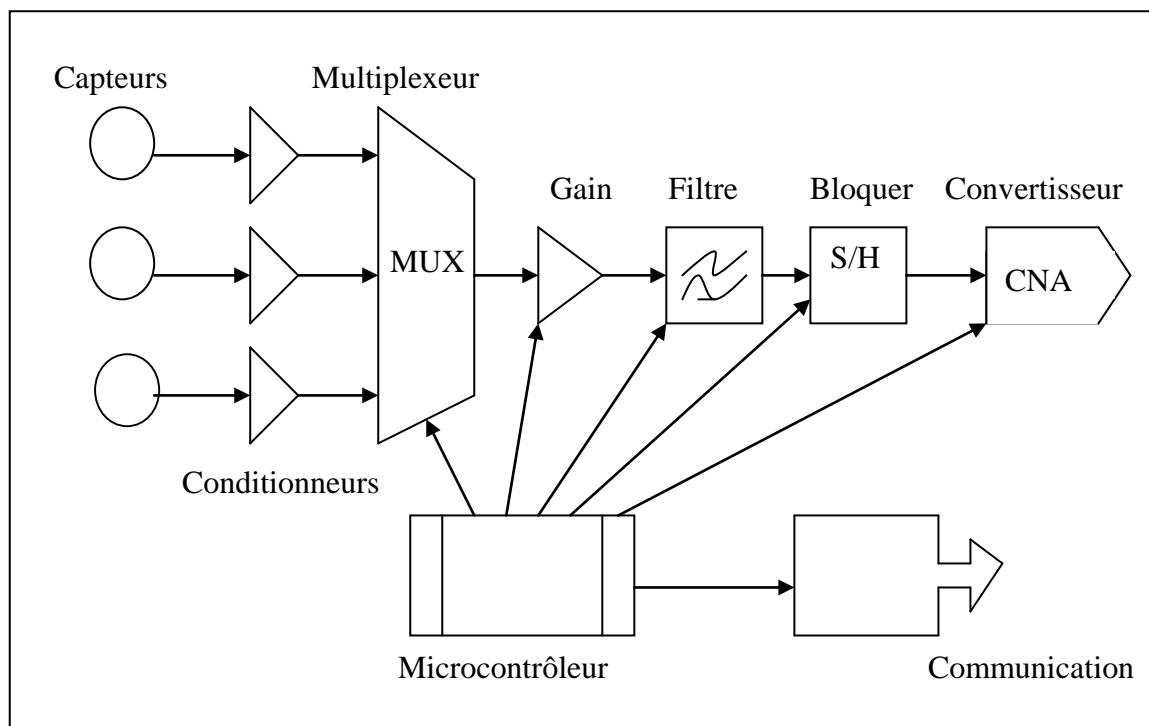
Il est semblable à l'accéléromètre piézo-électrique à la différence qu'il possède de manière intégrée un conditionnement de charge représenté par un composant de type MOSFET. Il possède les mêmes propriétés que l'accéléromètre piézoélectrique à l'exception de :

- Il est plus limité en température d'utilisation du fait de l'électronique intégrée (125°C).
- Il nécessite une alimentation à courant constant toutefois moins onéreuse qu'un conditionneur de charge. Le câble de liaison avec l'instrument de mesure possède deux fils comme le piézo pur. Le fil chaud transporte l'alimentation à courant constant et la modulation de tension proportionnelle à l'accélération de la surface vibrante. Une capacité sépare le signal continu de l'alimentation du signal dynamique reflet de la vibration.
- Il a une sortie à basse impédance qui autorise de plus grande longueur de câble
- Dynamique de l'électronique intégrée un peu plus faible que dans le cas d'une électronique déportée.

Pas de réglage pour les filtres passe-bas

### 2.2.3. La chaîne de mesure :

La chaîne de mesure est constituée d'une association d'éléments montés en chaîne fig2.2, dont certains sont optionnels selon les besoins:



**Figure.2.2.** La Chaîne de mesure.

- un corps d'épreuve qui soumit au mesurande primaire fournit un mesurande secondaire qui peut être traduit en signal électrique par un capteur.
- un capteur qui soumis à l'action du mesurande (primaire ou secondaire), injecte à l'entrée de la chaîne le signal électrique porteur de l'information du mesurande .Nous avons de voir que ce signal est produit soit directement par le capteur actif, soit par l'intermédiaire du conditionneur du capteur passif.
- Un circuit de linéarisation du signal.
- Un circuit amplificateur d'instrumentation ou d'isolement pour réduire les tensions parasites de mode commun.
- Un multiplexeur analogique chargé de sélectionner l'un des signaux électriques disponibles dans le cas d'un dispositif comprenant plusieurs capteurs.
- Un circuit d'amplification du niveau du signal
- Un circuit de filtrage analogique pour limiter la bande passante aux fréquences significatives du signal.

- Un échantillonneur-bloquer pour mémoriser le niveau analogique pendant le temps nécessaire à son traitement.
- Un convertisseur analogique-digital pour fournir une information numérique.
- Un calculateur qui peut remplir une ou plusieurs des trois tâches suivantes : l'orchestration de la chaîne de mesure (sélection des voies, des gains, des filtres), des opérations mathématiques de traitement du signal (filtrage, correction) et d'analyse des données (statistique), la production du résultat de la mesure sur une interface d'entrée-sortie informatique (afficheur, mémoire de masse, circuit de communication).

#### **2.2.4. Capteurs intégrés :**

Le capteur intégré est un composant qui regroupe sur un même substrat de silicium le capteur proprement dit avec plusieurs des blocs fonctionnels cités au paragraphe précédent. Il est obtenu par la technique de la micro-électronique.

Le capteur proprement dit est obtenu soit par gravure directe du silicium s'il une des caractéristiques de ce dernier est sensible au mesurande, soit par dépôt sur le substrat de silicium d'un film mince d'un matériau plus sensible au mesurande (capteur composite) [9].

Les circuits électroniques associés sont réalisés suivant les techniques classiques de fabrication des circuits intégrés.

L'intégration apporte de multiples avantages :

- Miniaturisation
- Réduction de la consommation
- Réduction des coûts par la fabrication en grande série
- Amélioration de la fiabilité par réduction du nombre de connexions
- Meilleure immunité aux parasites.

#### **2.2.5. Le capteur « système intelligent » :**

Il s'agit alors de profiter des possibilités d'intégration sans cesse croissante qu'offrent la microélectronique et les microprocesseurs, pour réunir dans un même volume très réduit la partie sensible du capteur, le conditionnement des signaux et le traitement des données [10].

Effectivement, le seul fait d'intégrer les éléments sensibles d'un capteur (corps d'épreuve) et de traitement (analogiques) sur un seul circuit ou tout au moins dans un même dispositif dans lequel ils interagissent est une première approche « naturelle » de la notion de « capteur intelligent » [11].

Cela s'inscrit dans la logique industrielle ambiante d'intégration des systèmes afin de les rendre plus compacts (réduction de volumes et de poids),

plus fiables, mieux répartis (possibilité de communication numérique ou non) et aussi meilleurs marchés.

Le concept anglo-saxon va cependant plus loin que cette simple juxtaposition du capteur et de son traitement en recherchant à éliminer l'acquisition ou le transfert d'informations redondantes dès le niveau capteur[12].

En ce sens cette idée est réellement innovante : le capteur doit délivrer l'information dont on a besoin. Du coup l'intégration n'est plus une qualité intrinsèque du capteur intelligent mais seulement une conséquence technologique de son niveau de maturité[13].

On peut ainsi proposer une définition plus largement admise de « smart sensor » les « capteurs intelligents » est des dispositifs matériels dans lesquels coexistent les capteurs et les circuits de traitement, et leurs relations avec des couches de traitement supérieures vont bien au-delà qu'une simple « transduction de signal ». Les capteurs intelligents sont des « capteurs d'informations » et non pas simplement des capteurs et des circuits de traitement du signal juxtaposés. De plus les « smart sensors » ne sont pas des dispositifs banalisés car chacun de leurs constituants a été conçu dans l'objectif d'une application bien spécifique[14].

#### **2.2.6. Intérêt des traitements embarqués :**

L'exactitude est probablement la caractéristique que privilégie l'utilisateur d'un capteur. Les traitements embarqués visent précisément à améliorer cette caractéristique par :

- l'implantation d'algorithmes de traitement du signal pour opérer de simples filtrages ou bien des opérations d'extractions de paramètres du signal.
- la compensation des grandeurs d'influence en mettant en œuvre une architecture multi-capteur sur laquelle s'appuie une démarche de fusion de données.

Du même coup la capacité de portée de la fiabilité est augmentée puisque le capteur peut être utilisé dans des gammes plus étendues qui lui étaient interdites en raison seulement de sa limitation à la zone linéaire[15].

Les exigences de linéarité de la caractéristique  $S = F(m)$  ne sont d'ailleurs plus impératives puisque les informations fournies sont quantifiées, numérisées et transmises selon divers codages qui permettent d'associer l'unité physique correspondante[16].

### 2.2.7. Fusion de données multicapteurs :

D'une manière générale, l'utilisation des capteurs est un moyen d'obtenir des informations pertinentes sur un environnement que l'on souhaite connaître.

Cela passe donc bien par l'obtention d'une « image » de cet environnement. Pourtant bien au-delà de cette fonction d'observation, l'objectif de la mesure est de formuler un diagnostic, produire une décision ou une classification[17]. Or un système de décision repose toujours sur l'analyse pondérée d'un faisceau d'informations. En terme de système de mesure cela se traduit par une approche multicapteurs, passant par la mise en réseau de capteurs suivant l'une des 2 stratégies suivantes (ou une solution hybride) :

- la redondance en multipliant le nombre de capteurs de même modalité travaillant en parallèle, suivi d'un calcul d'une moyenne pondérée (barycentre)
- l'association de capteurs de modalités différentes.

### 2.2.8. Traitement de signal :

Le signal émis par le transducteur est de faible puissance, il peut difficilement être transféré[18]. Si on connaît la fonction de transfert liant le signal du transducteur à la grandeur à mesurer, celle-ci est rarement linéaire, elle est sensible à des grandeurs perturbatrices appelées grandeurs d'influence (généralement la température de l'ensemble élément sensible-transducteur).

Le signal émis par le capteur doit varier linéairement avec la grandeur à mesurer. Des circuits électroniques amplifient, corrigent le signal du transducteur.

Avec les microprocesseurs et microcontrôleurs, on peut envisager tout traitement nécessaire pour obtenir les performances du capteur prévues par le cahier de charge.

La stratégie actuelle est de convertir le plus tôt possible le signal électrique du transducteur en un signal numérique et d'effectuer le maximum de traitement par programme.

### 2.2.9. Le signal émis :

Le signal émis est en général, un signal analogique en courant (4 - 20mA) ou en tension (1-5volts). L'alimentation en énergie électrique du capteur est faite par la ligne de communication.

Les signaux numériques sont en plein développement, le capteur étant de plus en plus souvent relié à un réseau de terrain [19]. Le développement de ces réseaux a été freiné par trois problèmes qui se solutionnent progressivement :

- l'alimentation en énergie de toute une batterie de capteurs montés sur une seule



ligne de communication

-la quantité d'informations à transmettre dans des délais raisonnables compatibles avec la commande des procédés

-la fermeture des protocoles de communications : chaque constructeur protégeait son matériel pour garder un monopole sur son réseau.

### **2.2.10. A propos du choix d'un capteur :**

On est conduit à se documenter sur les caractéristiques d'un capteur quand il faut faire un choix. Il est évident que la nature de la grandeur à mesurer limite l'éventail des capteurs utilisables. Une autre évidence est le prix du capteur qui sera un élément souvent déterminant.

Les critères déterminants vont être les contraintes de fonctionnement imposées par le système sur lequel on fera la mesure et les caractéristiques métrologiques imposées par le cahier des charges de la mesure[20].

Dans notre travail, nous nous intéressons au à l'accéléromètre piézoélectrique pour les raisons suivantes :

- Utilisable sur de très grandes gammes fréquentielles ;
- bande passante très bonne ;
- bonne dynamique (rapport signal/bruit) ;
- taille réduite ;
- solidité (aucune pièce en mouvement)

## 2.3. Accéléromètres piézoélectriques :

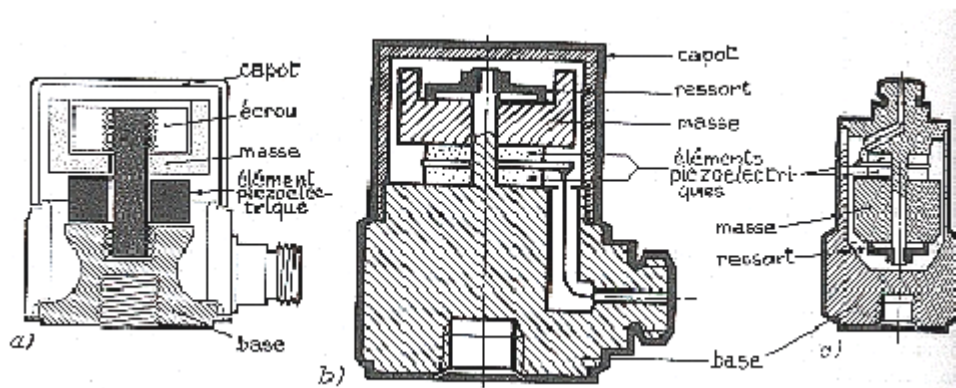
### 2.3.1. Principe de fonctionnement :

Dans ce type d'accéléromètre, la masse sismique est supportée par un élément piézoélectrique, qui délivre une charge électrique proportionnelle à la force de rappel, donc au déplacement de la masse sismique. L'ensemble est solidaire d'une embase rigide, le tout étant contenu dans un boîtier hermétique.

Il faut généralement mesurer les accélérations dans les deux sens, le long de la direction de l'axe sensible ; comme la tenue mécanique du matériau piézoélectrique et des moyens de liaison indispensables (collage...) est différente selon la nature de la contrainte appliquée (compression, traction, cisaillement) il est nécessaire le plus souvent d'assurer une précontrainte mécanique sur l'élément sensible afin d'étendre le domaine de mesure aux deux sens de l'accélération[21].

Ceci n'est pas toujours possible est réalisé différemment selon le mode de travail du matériau : mode longitudinal (accéléromètre dit en compression), mode de cisaillement, mode de flexion.

#### 2.3.1.1. Accéléromètres piézoélectriques à compression (fig.2.3)



**Figure. 2.3.** Coupes d'accéléromètres piézoélectriques à compression axiale

a- par écrou.

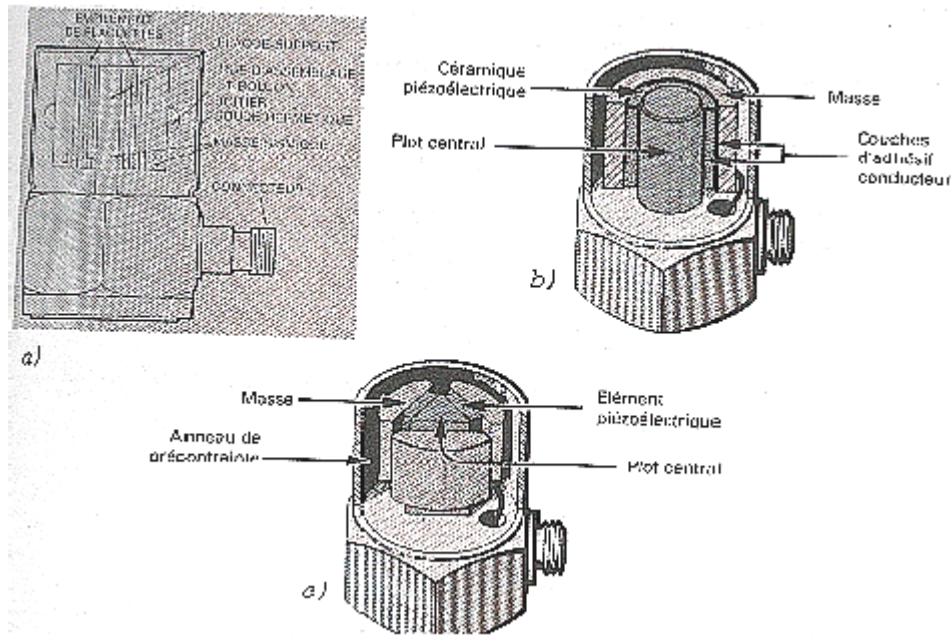
b- et c- par ressort

Les caractéristiques propres à ces capteurs sont :

- une fréquence de résonance assez élevée car c'est le mode de fonctionnement correspondant par nature à la plus grande rigidité de l'élément piézoélectrique (module de compression)
- une grande robustesse
- une certaine sensibilité aux contraintes de base, qu'il est nécessaire de réduire en rendant la base massive et découplée mécaniquement du

- crystal : forme adéquate de la base (fig. 2.3.a), montage inversé (fig. 2.3.c).
- une sensibilité aux effets pyroélectriques qui nécessite d'apporter des moyens de compensation ou d'isolation lorsque les conditions d'emploi sont défavorables (mesures en très basse fréquence, température pouvant évoluer).

### 2.3.1.2. Accéléromètres piézoélectriques à cisaillement (fig.2.4) :



**Figure. 2.4.** Constitution des accéléromètres piézoélectriques à cisaillement; montage : a- à empilement de plaquettes; b- à élément tubulaire; c- à cisaillement en delta

Ces accéléromètres sont constitués

- soit d'un empilement de plaquettes piézoélectriques boulonnées entre deux pièces métalliques servant de masse sismique (a)
- soit d'un élément piézoélectrique en forme d'anneau (b) ou formé de plusieurs éléments plans (c), serti de force entre la ou les masses sismiques périphériques et la colonne centrale.

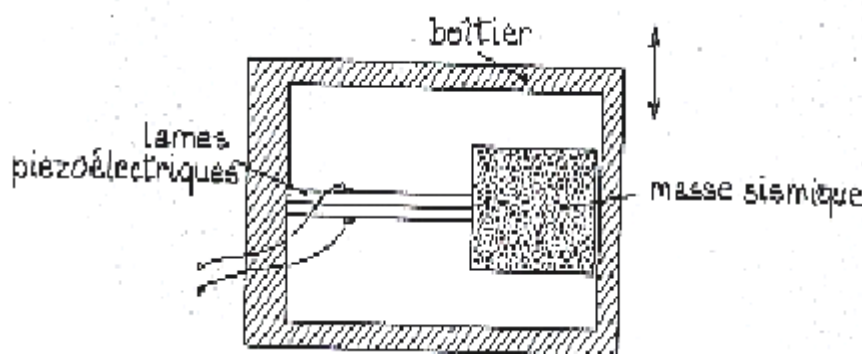
De par leur constitution, les accéléromètres à cisaillement présentent

- une faible sensibilité aux contraintes de base (découplage mécanique entre base et éléments piézoélectriques) et aux influences thermiques (pas d'effet pyroélectrique primaire puisque l'axe polaire n'est pas perpendiculaire aux faces portant des charges, mais est dans leur plan.
- une certaine fragilité due au mode de travail du matériau piézoélectrique.

En outre, si le montage à empilement de plaquettes (a) peut être doté d'une plus grande sensibilité, les montages à symétrie de révolution (b) et (c) se prêtent mieux à un assemblage mécanique précis, garant d'une faible sensibilité transversale, et à la miniaturisation, permettant d'obtenir une grande finesse : la masse des plus petits accéléromètres piézoélectriques ne dépasse pas quelques dixièmes de gramme.

### 2.3.1.3. Accéléromètres piézoélectriques à montage en port-à-faux :

Dans leur principe, ils utilisent la flexion d'une paire de minces plaquettes piézoélectriques accolées fig.2.5, dont l'extrémité supporte une masselotte. La sensibilité que leur confère cette configuration peut être très grande, au détriment de la fréquence de résonance; leur champ d'applications est limité aux accélérations vibratoires de faible niveau et basse fréquence, où d'autres types, non piézoélectriques, ont des performances supérieures mais sous un encombrement généralement plus important.[21].



**Figure.2.5.** principe d'un accéléromètre piézoélectrique à montage en porte-à-faux.

## 2.3.2. Caractéristiques métrologiques :

### 2.3.2.1. Sensibilité et réponse en fréquence :

Si  $\gamma$  désigne l'accélération à laquelle est soumise le capteur,  $z$  le déplacement relatif de la masse sismique et  $Q$  la charge électrique qui en résulte, la sensibilité  $S$  s'écrit :

$$S = Q / \gamma = S_1 \cdot S_2 \quad (2.3)$$

Avec :  $S_1$  : sensibilité mécanique du système à masse sismique

$$|S_1| = |z/\gamma| = \frac{1}{\omega_0^2 \sqrt{\left[1 - \omega^2/\omega_0^2\right]^2 + \left[2\zeta \omega/\omega_0^2\right]^2}} \quad (2.4)$$

$S_2$  : sensibilité électrique du capteur piézoélectrique

$$|S_1| = \left| Q/z \right| = d \cdot c \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_c/\omega)^2}} \quad (2.5)$$

$d$  : constante piézoélectrique

$c$  : raideur de l'élément sensible

$\omega_c = 1/\tau$  = pulsation de coupure basse de l'ensemble capteur + conditionneur

D'ou la sensibilité relative  $S/S_m$  définie par rapport à la valeur aux fréquences moyennes  $S_m = d \cdot c / \omega_0^2$  (fig.2.6)

$$\left| \frac{S}{S_m} \right| = \frac{1/\omega_0^2}{\sqrt{1 + (\omega_c/\omega)^2} \sqrt{\left[1 - \omega^2/\omega_0^2\right]^2 + \left[2\zeta \omega/\omega_0^2\right]^2}} \quad (2.6)$$

Ordres de grandeur (type à compression et cisaillement) :

$$S_m \approx 10 \text{ à } 100 \text{ pc/g}$$

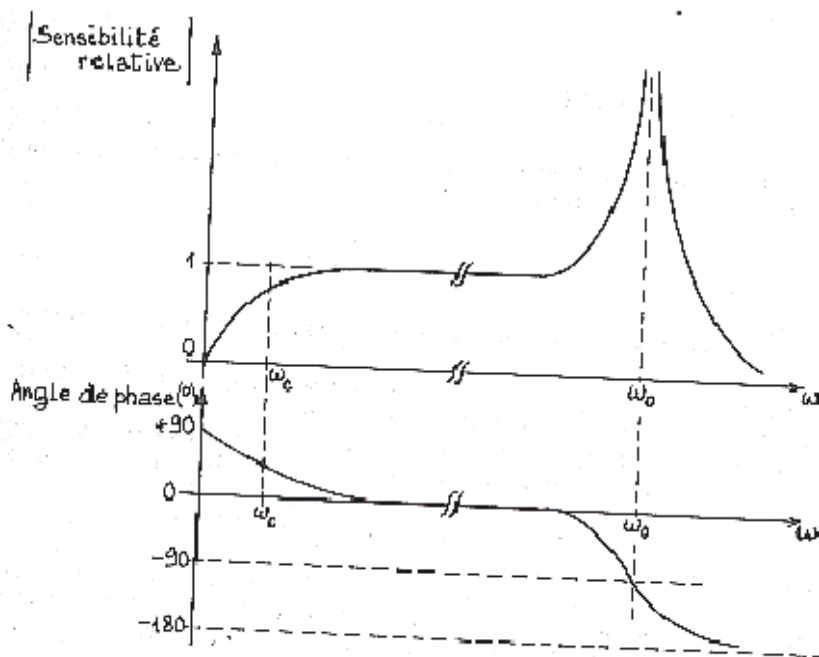
$$f_0 = \omega_0 / 2\pi \approx 10 \text{ à } 50 \text{ kHz}$$

L'acuité de la résonance est due à la très faible valeur du coefficient d'amortissement ( $\zeta \approx 0.01$  à  $0.02$ ) qui n'a son origine pratiquement que dans les pertes d'énergie dues à l'hystérésis mécanique du matériau piézoélectrique.

Les limites pratiques de la bande passante, pour une erreur inférieure à  $[-5\% \text{ . } +5\%]$  sont:

$$\text{Pulsation limite inférieure: } \omega_1 \approx 5\omega_c$$

$$\text{Pulsation limite supérieure : } \omega_2 \approx 0.2 \omega_0$$



**Figure.2.6.** Réponse en fréquence d'un accéléromètre piézoélectrique.

Lorsque des signaux indésirables risquent d'apparaître par excitation de l'accéléromètre près de sa résonance, ils sont éliminés par filtrage soit mécanique (suspension spéciale) soit électrique, au cours de l'amplification

### 2.3.2.2. Etendue de mesure (E.M.), linéarité :

L'étendue de mesure est limitée :

- vers le bas, par les bruits électriques dus au câble de liaison et à l'amplificateur, et les effets pyroélectriques éventuels ; avec des accéléromètres de sensibilité de l'ordre de 10 pc/g, cette limite est d'environ 0.001g
- vers le haut, par la solidité structurelle du capteur, soit couramment et selon la sensibilité, 5000 à 10000g, voire 10000g (accéléromètres pour chocs violents).

Dans le cas des accéléromètres à compression à précontrainte, celle-ci est un élément déterminant de l'E.M

L'écart de linéarité d'un accéléromètre piézoélectrique découle :

- de la non-linéarité propre du matériau piézoélectrique (variation des coefficients piézoélectriques avec la contrainte appliquée); toujours très faible pour le quartz, elle est diminuée par la précontrainte dans le cas des céramiques
- d'une non-linéarité d'ordre mécanique affectant le ressort de précontrainte axiale (ou son équivalent dans le cas d'une compression par écrou) et qui n'intervient donc pas dans le cas des accéléromètres à cisaillement.

La non-linéarité des accéléromètres piézoélectriques à céramiques se manifeste par une augmentation (elle-même linéaire) de la sensibilité, allant de 0.5% (cisaillement) à 5% (compression à vis) par 1000g.

### 2.3.3. Grandeurs d'influence :

On retrouve ici les facteurs qui, de manière générale, agissant sur les capteurs piézoélectriques[21].

#### 2.3.3.1. Température :

La température agit de deux façons différentes sur tout élément piézoélectrique : par sa valeur et par ses variations.

La valeur de la température est un paramètre qui est important pour la sensibilité électrique  $S_2$  du capteur en agissant directement sur le coefficient piézoélectrique, et éventuellement sur des facteurs mécaniques intervenant dans la fonction de transfert mécanique-électrique (par exemple la contrainte mécanique imposée par les dimensions des pièces et leurs dilatations relatives). Cette influence sur la sensibilité ne peut se juger qu'à température stabilisée.

Les variations de température de l'élément piézoélectrique entraînent la production de signaux électriques même en l'absence de grandeur d'entrée vibratoire. ces signaux sont dus à des contraintes mécaniques subies par l'élément piézoélectrique du fait de dilatations différentes par exemple et à la propriété de conversion pyroélectrique accompagnant la plupart du temps la piézoélectricité.

Les matériaux les moins influencés par la température sont en général les matériaux les moins performants sous l'aspect de la sensibilité accélérométrique : le quartz par exemple comparé aux matériaux du type titanozirconate de plomb est environ 50 fois moins sensible mais a un coefficient de température qui est de 20 à 50 fois plus faible. On utilise aussi des techniques de compensation entre matériaux différents.

Les effets pyroélectriques à fréquence très basse (dérives) sont filtrés de façon naturelle par le passe-haut que constitue le conditionneur associé au capteur, auquel il importe donc de ne pas donner une bande passante vers les basses fréquences plus étendue que nécessaire.

Pour les mesures sur des structures portées à hautes températures (jusqu'à 2000 c°) on utilise des accéléromètres dont l'embase est refroidie par circulation forcée de fluide.

Pour les mesures très précises, la connaissance des courbes de variation de sensibilité en fonction de la température est indispensable.

### 2.3.3.2. Vieillessement :

Le vieillissement est l'évolution irréversible de certaines caractéristiques du capteur sous l'influence de l'un ou l'autre des facteurs : temps, température, sollicitations mécaniques. Le paramètre le plus critique est la sensibilité accélérométrique elle-même (perte partielle de polarisation du matériau).

Le quartz est, dans ce domaine encore, le plus performant est utilisé souvent dans les capteurs destinés à l'étalonnage par méthode de comparaison.

Les vieillissements sont durs (fonctionnement permanent à une température trop proche de la limite d'emploi). Un étalonnage périodique permet, dans les autres cas, de pallier les dérives dans le temps, ou dues à une surcharge accidentelle.

### 2.3.3.3. Bruit dus au câble de liaison :

Le câble de liaison peut être une source de bruit sous l'influence de différents facteurs mécaniques ou thermiques. En effet les déformations des isolants ou les mouvements relatifs entre isolants ou conducteurs créent des mouvements de charge par effets triboélectriques principalement, voire piézoélectriques ou pyroélectriques et aussi par modification géométrique des capacités réparties

Les problèmes de câble ne se posent plus lorsque le conditionneur de signal, miniaturisé, est inclus dans le capteur. De mise en œuvre simple, les accéléromètres de ce type, dits à électrique incorporée, présentent évidemment une moins bonne finesse, et leur tenue en température et aux chocs est limitée par la fragilité de la partie électronique.

### 2.3.3.4. Bruits dus à la pression acoustique ambiante :

Son effet peut être gênant lors de mesures de faibles accélérations dans un champ acoustique de forte intensité. Plutôt qu'une action directe sur l'élément piézoélectrique, on doit surtout craindre la répercussion sur lui de l'action des pressions acoustiques sur l'embase et le boîtier, qui ne sont pas d'une rigidité absolue. Les capteurs dans lesquels éléments piézoélectriques et ensemble embase-boîtier sont bien découplés y sont donc peu sensibles (accéléromètres à cisaillement).

### 2.3.3.5. Décalage de zéro:

C'est un phénomène propre aux accéléromètres à céramiques. Lorsqu'un tel capteur est soumis à une accélération très violente (choc), il subsiste après disparition du mesurande un petit signal électrique (décalage de zéro) dont la décroissance, exponentielle, se fait avec la constante de temps électrique



caractéristique de l'ensemble capteur + conditionneur, comme le ferait le signal dû à un mesurande continu. On explique le phénomène par une certaine dépolarisation de la céramique à la suite d'une excitation de l'accéléromètre sur sa fréquence de résonance, où l'amplification est considérable, à cause par exemple d'un échelon abrupt, même si la valeur de celui-ci reste dans les limites de l'étendue de mesure[21].

Le décalage de zéro n'influe pas de façon mesurable sur la valeur de la sensibilité. Il est parfois réduit, mais seulement de façon momentanée, lorsque l'accéléromètre est soumis à des chocs répétés. Pour les accéléromètres de choc, le décalage de zéro ne doit pas dépasser 1 à 2 % de l'amplitude de crête, même à la limite de leur étendue de mesure.

Ce phénomène ne doit pas être confondu avec la dérive électrique due à la limitation de la bonde passante en basse fréquence; contrairement au décalage de zéro, une telle dérive est vue, après disparition du choc, comme ayant une polarité apposée à ce dernier.

#### **2.4. Conclusion :**

Il n'est pas rare, dans l'industrie, de rencontrer des procédés ayant des dizaines de points de mesure. L'exploitant s'en remet aux informations données par les capteurs, pour suivre l'évolution de son procédé. Il est très exigeant et remet souvent en cause la fiabilité des capteurs.

A mesure que les capteurs se multiplient, ils doivent être plus fiables, la confiance dans l'information émise doit être de plus en plus grande.

La technicité des capteurs fait appel à de multiples domaines de la connaissance scientifique et technique : mécanique, électronique, informatique, métrologie...., ce qui fait la complexité du travail du technicien.

L'utilisateur doit choisir un capteur en fonction de contraintes métrologiques et de fonctionnement. Il doit l'installer judicieusement pour avoir une information pertinente, il prévoit son entretien pour un fonctionnement sur plusieurs années.

### 3. Etude de l'AME (Analyse modale expérimentale) :

#### 3.1. Introduction de l'AME :

L'analyse modale expérimentale permet de réaliser plusieurs tâches essentielles en dynamique des structures tel que la détermination des fréquences, le mode de déformation, les rapports d'amortissement, vérification et validation du modèle mathématique du système.

Dans le processus de conception des systèmes dynamique et des structures vibrantes, on doit faire appel dans la modélisation à des hypothèses de travail avant la disponibilité (conception) du prototype.

Le calcul dynamique de la structure vibrante commence par la détermination analytique des paramètres modaux (amortissement, fréquence, module du mouvement relatif, l'erreurs de mesure ...etc)

Une fois le prototype est conçu, on passe à la vérification des hypothèses de travail par la méthode AME. Cette dernière permet aussi de vérifier la validité du modèle mathématique proposé[22].

En utilisant la méthode AME, on peut déterminer les fréquences naturelles, des modes de déformation, des rapports d'amortissement, et le nombre de degrés de liberté du modèle dans une gamme de fréquence.

Lorsque le modèle théorique est vérifié, on peut retourner au modèle analytique et faire la simulation théorique de ce modèle et identifier les forces qui perturbent le système et réponses vibratoires (réponse fréquentielle).

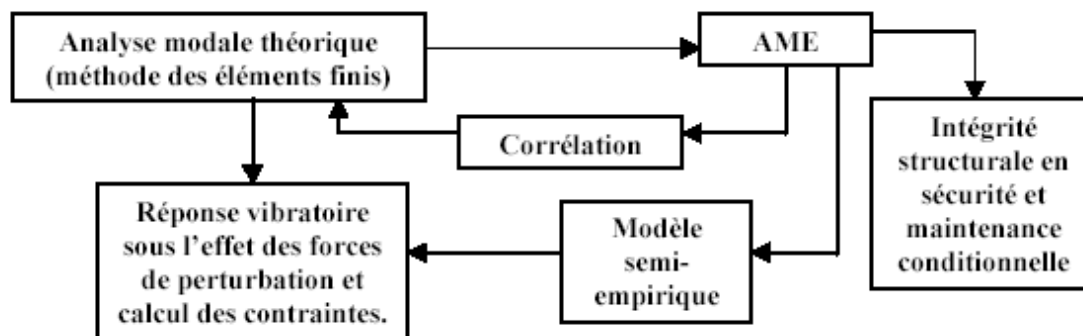


Figure. 3.1 Utilisation de l'AME

### 3.2. Systèmes de mesure et modélisation :

La chaîne de mesure comprend une source d'excitation (marteau d'impact ou vibreur) qui fournit une force mesurée et contrôlée à l'aide d'un capteur de force, Un capteur (accéléromètre, vibromètre) qui convertit un mouvement mécanique en signal électrique, des conditionneurs de signal et un analyseur FFT à 2 canaux minimum qui donne l'information fréquentielle du signal fig.3.2[23].

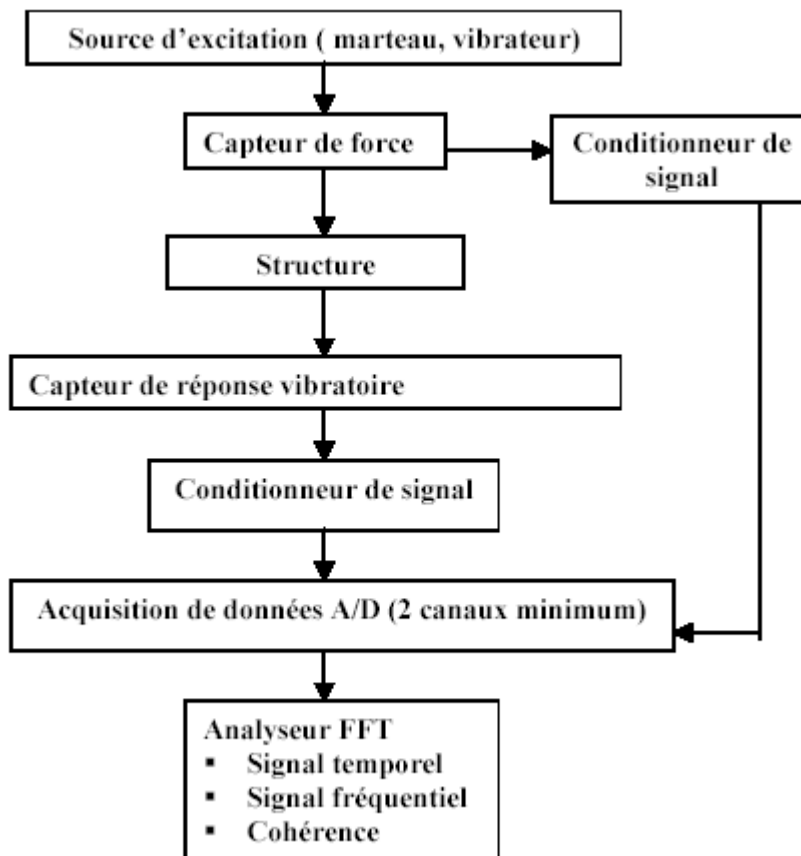


Figure .3.2. Chaîne de mesure

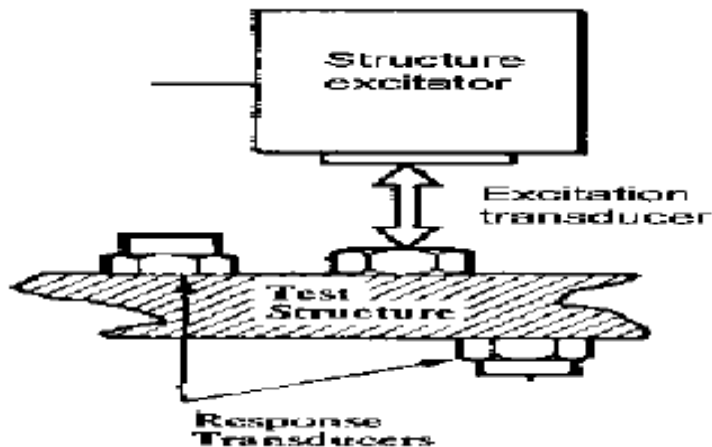


Figure.3.3. Réponse en fréquence

### 3.2.1. Excitation :

L'excitation est faite à l'aide de générateurs de vibrations. Un vibreur ayant l'avantage de pouvoir entretenir l'énergie de perturbation, mais nécessite la conception d'une structure d'attache (fixture) qui peut fausser les résultats si elle vibre. En outre, un vibreur est souvent limité à des fréquences comprises entre 3 à 2000 Hz[23].

Les vibrateurs les plus couramment utilisés sont:

#### 3.2.1.1. Excitateur électrodynamique :

Un excitateur électrodynamique est montré sur la fig.3.3. La circulation d'un courant  $I$  dans une bobine placée dans un champ magnétique crée une force proportionnelle à l'induction. Un excitateur électrodynamique est capable de générer des forces de l'ordre de 10 000 N dans une gamme de fréquence de 3 à 2000 Hz.



**Figure.3.4.** Excitateur électrodynamique

### 3.2.1.2. Vérin hydraulique :

On commande un vérin hydraulique par un clapet qui fait varier la pression de l'huile dans ce vérin[23]. Ce clapet est asservi à un capteur de force. Un vérin hydraulique permet de générer de grandes forces (supérieures à 100 000 N). L'intérêt d'utiliser un vérin hydraulique est sa capacité d'exciter les basses fréquences (0.5 à 200 Hz). Son inconvénient majeur réside dans son incapacité à exciter les hautes fréquences.

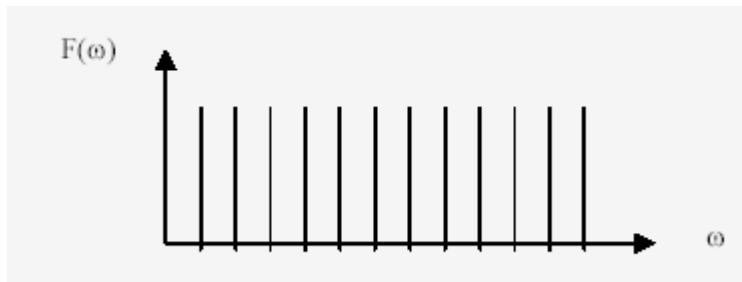
A l'aide de ces excitateurs, la vibration peut être générée de multiples façons.

### 3.2.1.3. Excitation harmonique :

Le vibreur permet soit de générer des vibrations harmoniques fig.3.5, soit d'effectuer des balayages en fréquence à l'aide de vibrations harmoniques fig.3.6. Pour obtenir une bonne précision en excitation harmonique, le signal sera moyenné 100 fois. Lors d'un balayage en fréquence, il faut veiller à ce que la variation de fréquence soit suffisamment lente pour que la structure ait le temps d'atteindre la vibration qu'elle aurait à cette fréquence en régime stabilisé.



**Figure.3.5.** Signal harmonique



**Figure.3.6.** Balayage en fréquence

L'excitation sinusoïdale sera toujours celle qui donne le meilleur rapport signal/bruit dans le cas où le niveau de force requis est à la limite des possibilités du système d'excitation.

#### **3.2.1.4. Excitation par une force aléatoire connu :**

Le principe est le même que précédemment, à cette différence près qu'on ne fait pas varier progressivement la fréquence.

La force appliquée est aléatoire. Son spectre contient de l'énergie dans une bande de fréquence, et la réponse obtenue dans cette bande sera la même que si on avait fait varier progressivement la fréquence.

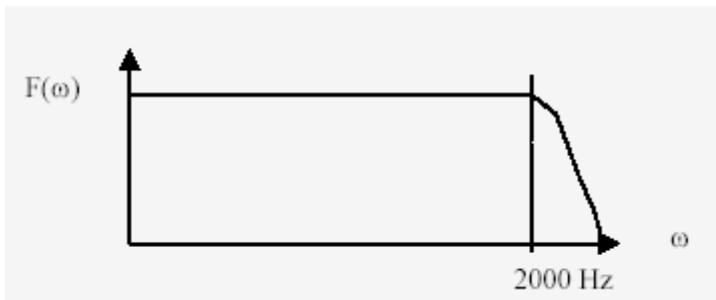
L'avantage de cette méthode, c'est qu'on obtient rapidement une vision de tous les modes vibratoires de la structure. Toutefois, ce n'est pas la réponse de la structure qui est intéressante, mais la fonction de transfert. Il faut donc traiter les signaux de vibration pour faire le calcul à chaque instant.

Il faut en outre moyenner suffisamment pour disposer d'une information valable, car dans un signal aléatoire, la valeur instantanée ne contient pas toute l'information. Le spectre n'est un bruit qu'en valeur moyenne. En général, on considérera 500 moyennes pour une mesure valable.

Les moyennes actuelles de traitement des signaux permettent de faire cette analyse sans difficulté, ce qui explique que l'excitation aléatoire soit de plus en plus utilisée.

Il faut cependant se souvenir, lorsqu'on a besoin de forces importantes, que plus on élargit la bande de fréquence à énergie constante et plus le niveau de la réponse sera faible.

Les vibrations aléatoires qui ont la particularité d'exciter tous le spectre des fréquences fig.3.7.

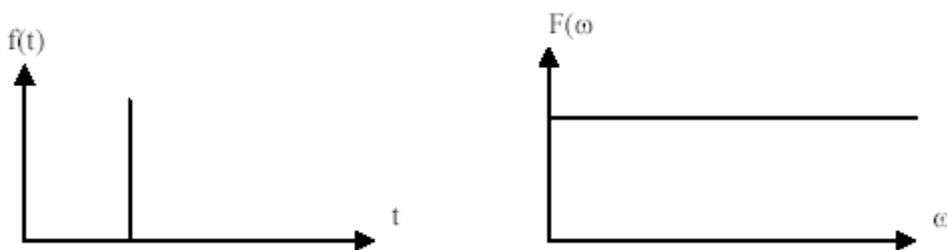


**Figure.3.7.** Vibration aléatoire

### 3.2.1.5. Excitation par choc :

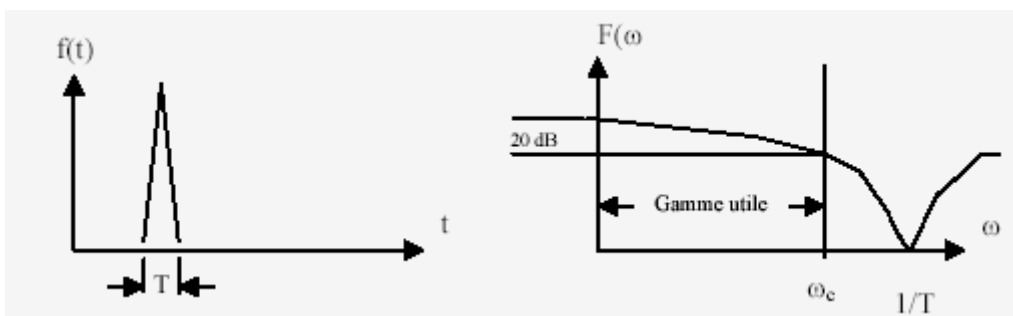
L'excitation par choc peut être assimilée à une excitation aléatoire, car le spectre d'une impulsion est plat et couvre une large gamme de fréquence.

Un impact théorique de Dirac est une impulsion de durée nulle, d'amplitude infinie et excite toutes les fréquences fig.3.8.



**Figure.3.8.** Impact de Dirac

Si le choc n'est pas infini, son spectre n'a plus la même forme. On n'obtient pas réellement une fonction de Dirac, puisque le temps d'impact a une durée trop longue. Aussi la réponse en fréquence de la force n'est plus une droite, mais plutôt une fonction périodique fig.3.9. Plus la durée  $T$  de l'impact est longue, plus la gamme utile en fréquence sera réduite et plus la durée de l'impact sera courte, plus la gamme utile sera grande.



**Figure.3.9.** Impact réel

En général, on définit la fréquence de coupure  $\omega_c$  lorsque l'amplitude est réduite de 20 dB (10 fois l'amplitude maximale). Au delà de cette fréquence, la structure ne reçoit pas assez d'énergie pour être excitée et si on divise par la force, le signal d'accélération (A/F), aux fréquences où la force est faible, on voit apparaître de fausses résonances dues à la division par zéro. L'analyse des fréquences propres à partir de chocs peut être réalisée à l'aide d'un vibreur ou à l'aide d'un marteau de choc[23].

### 3.2.1.6. Marteau d'impact :

Un marteau d'impact est constitué d'une masse, d'un capteur de force, et d'un embout plus ou moins dur selon les fréquences que l'on veut exciter. Lorsqu'on utilise un marteau d'impact, la force (crête) d'impact est proportionnelle à la masse du marteau et à la vitesse d'impact. Un marteau d'impact fig.3.10 a la particularité d'exciter une large gamme de fréquence. C'est un outil plus rapide et plus facile à mettre en œuvre que le vibreur, mais il peut manquer d'énergie de perturbation, selon sa grosseur, pour exciter convenablement une structure. La limite de  $\omega_c$  est baissée en augmentant la masse du marteau et est augmentée en augmentant la rigidité de l'embout du marteau.

On pourra donc agir sur la forme du choc (par exemple, en interposant entre le marteau et la structure en matériau élastique) pour adapter le type de choc aux fréquences que l'on recherche.

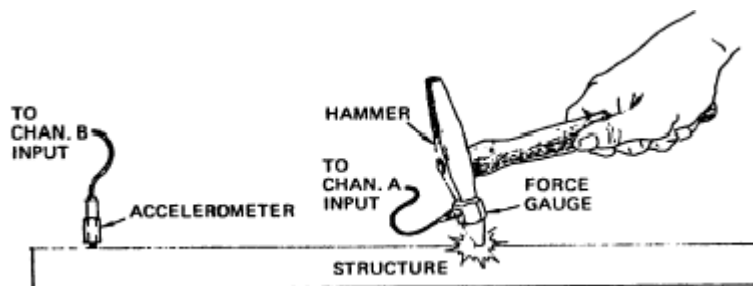


Figure.3.10. Marteau d'impact

### 3.2.1.7. Effet de l'embout du marteau :

La durée de l'impulsion est contrôlée par la masse et la rigidité du marteau et de son embout ainsi que de celle de la structure. Lorsqu'on frappe sur une structure rigide, la dureté de l'embout commande la forme du spectre et la gamme opérationnelle en fréquence fig.3.11.

Plus l'embout du marteau sera dur, plus la gamme opérationnelle sera grande, mais moins la réponse sera sensible à la force.



Plus l'embout du marteau sera mou, plus la gamme opérationnelle sera faible, mais plus la réponse sera sensible à la force.

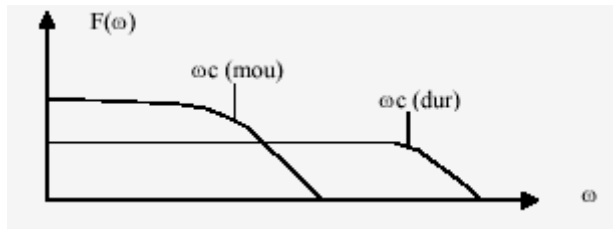


Figure.3.11. Effet du choix de l'embout du marteau

### 3.2.2. Modélisation de l'accéléromètre :

Un accéléromètre est un capteur qui est fixé directement sur la structure dont on veut mesurer les vibrations. Comme il vibre avec la structure, il ne mesure pas le mouvement absolu  $y(t)$  de la structure, mais un mouvement relatif  $z(t)$  qu'il faudra interpréter pour en extraire l'information sur le mouvement absolu[24].

Considérons l'accéléromètre comme un système masse, ressort, et amortisseur, défini par  $m$ ,  $k$  et  $c$  respectivement fig.3.12.

Avec :

$m$  : la masse,  $k$  : le coefficient de l'élasticité,  $c$  : le coefficient de frottement.

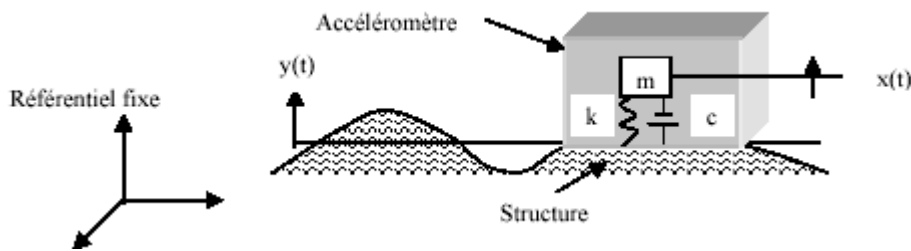


Figure.3.12. Modélisation de l'accéléromètre.

On définit le mouvement relatif comme :

$$z(t) = x(t) - y(t) \tag{3.1}$$

où  $z(t)$  représente le mouvement relatif de la masse  $m$  par rapport à la base de la structure.

Si on applique la loi de Newton, l'équation du mouvement est:

$$m \ddot{x}(t) = -k(x(t) - y(t)) - c(\dot{x}(t) - \dot{y}(t)) \tag{3.2}$$

$$m \ddot{x}(t) + c(\dot{x}(t) - \dot{y}(t)) + k(x(t) - y(t)) = 0 \tag{3.3}$$

D'après 3.1, on a :

$$\dot{x}(t) - \dot{y}(t) = \dot{z}(t) \quad (3.4)$$

$$\ddot{x}(t) = \ddot{y}(t) + \ddot{z}(t) \quad (3.5)$$

Si on remplace 3.1, 3.4 et 3.5 dans 3.3, on obtient une équation différentielle du deuxième ordre dont la variable représente le mouvement relatif.

$$m \ddot{z}(t) + c \dot{z}(t) + k z(t) = -m \ddot{y}(t) \quad (3.6)$$

Si on suppose un mouvement harmonique de la structure dont on cherche l'amplitude  $Y$ , du type :

$$y(t) = Y e^{i\omega t} \quad (3.7)$$

$$z(t) = Z e^{i\omega t} \quad (3.8)$$

On obtient (par l'utilisation de transformation de Laplace) :

$$(-m\omega^2 + i\omega c + k) Z = m\omega^2 Y \quad (3.9)$$

En simplifiant par  $m$ , on aboutit à :

$$Z = m\omega^2 Y / (-m\omega^2 + i\omega c + k)$$

$$Z = \omega^2 Y / (-\omega^2 + i\omega c/m + k/m)$$

$$Z = \omega^2 Y / (-\omega^2 + i.2.\omega_n c / 2\omega_n m + \omega_n^2)$$

$$Z = \frac{\omega_n^2 Y}{(\omega_n^2 - \omega^2) + i (2\zeta\omega\omega_n)} \quad (3.10)$$

Où  $\omega_n = (k/m)^{1/2}$  représente la fréquence naturelle de l'accéléromètre et  $\xi = c/(2m\omega_n)$  représente son taux d'amortissement.

Après la détermination du modèle mathématique du capteur (accéléromètre) nous passons à la simulation de ce modèle avec des données réelles pris au niveau d'ASMIDAL.

### 3.2.2.1. Modèle du module de mouvement relatif de l'accéléromètre :

Pour La représentation graphique du module de l'équation normalisée du mouvement relatif pour des différentes valeurs de  $\zeta$ , on utilise un programme écrit sous Matlab.

On à :

$$Z = \frac{Y}{\sqrt{(1 - (\omega/\omega_n)^2)^2 + (2\zeta\omega/\omega_n)^2}}$$

Z : le mouvement relatif de l'accéléromètre,

Y : l'amplitude de mouvement,

$\xi$  : le taux d'amortissement ,

$\omega_n$  : la fréquence naturelle de l'accéléromètre ,

$\omega$  : la fréquence relative ,

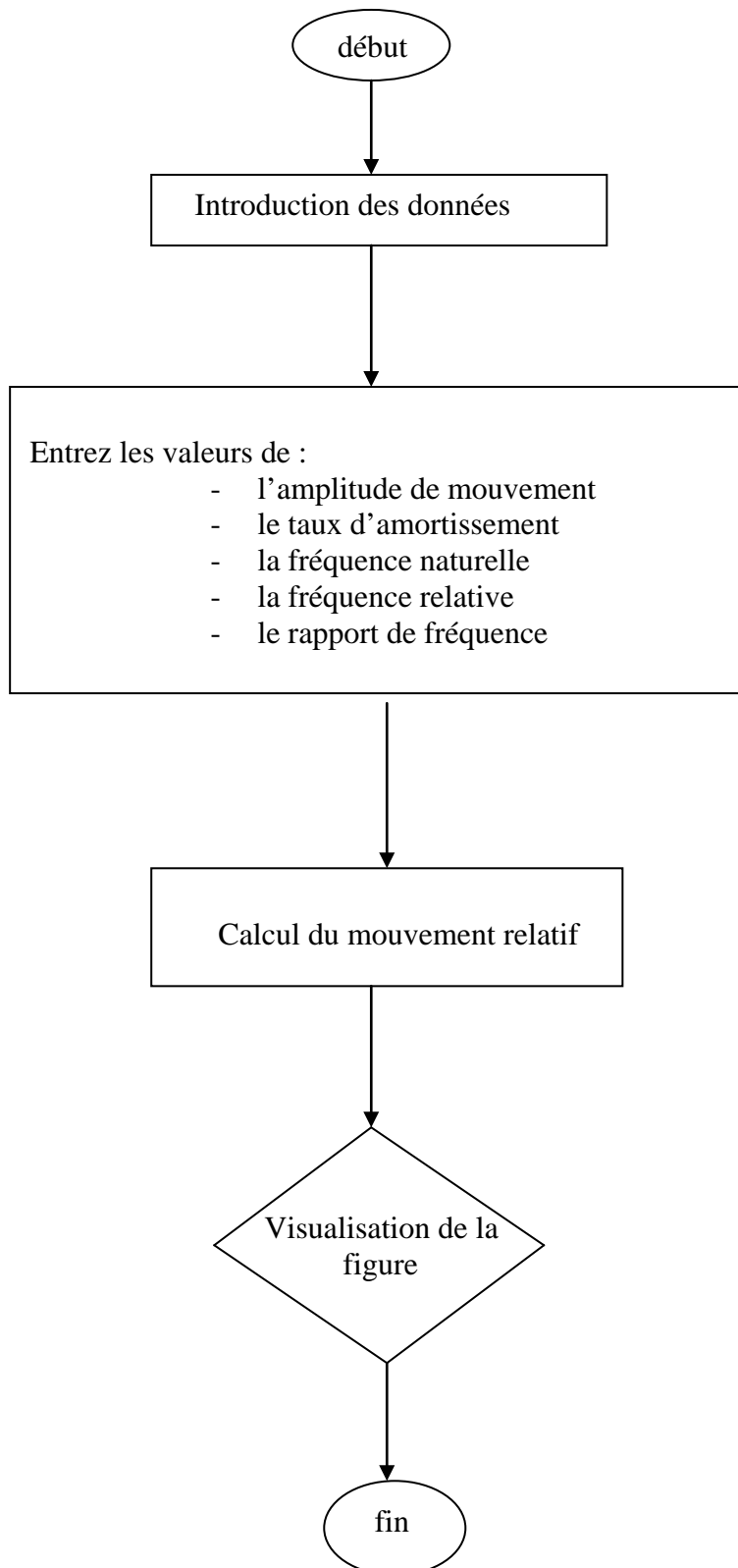
$\omega/\omega_n$  : le rapport de fréquence

#### a) Application du programme du module de mouvement relatif :

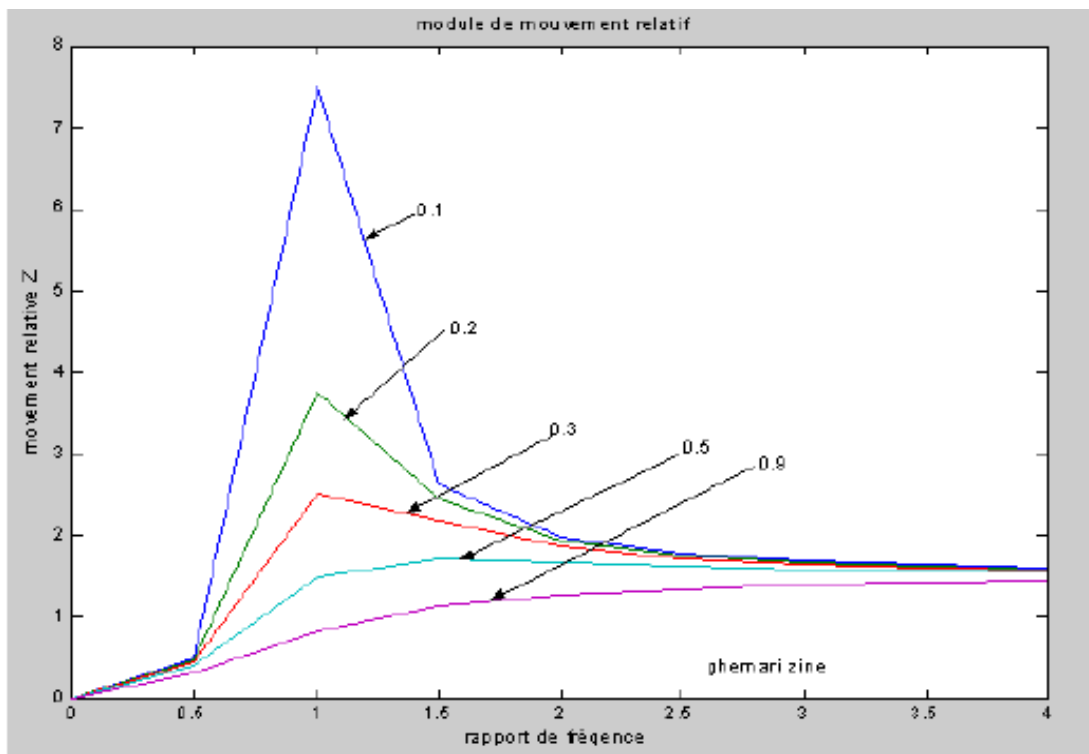
Les valeurs des paramètres de programme du module de mouvement relatif sont présentées dans le tableau.3.1.

Paramètres d'entrée	Les valeurs
l'amplitude de mouvement (m)	0.015
le taux d'amortissement	Pour $\xi = 0.1, 0.2, 0.3, 0.5, 0.9$
la fréquence naturelle (Hz)	100
la fréquence relative (Hz)	0, 5, 10, 15, 20, 25, 30, 35,40
le rapport de fréquence	0 ,0.5 ,1 ,1.5, 2, 2.5 ,3 ,3.5 ,4

**Tableau3.1.**paramètres d'entrée du programme du module de mouvement relatif



**Figure.3.13.** organigramme du programme du module de mouvement relatif



**Figure.3.14.** Module du mouvement relatif en fonction de  $\zeta$  (résultat de simulation)

Ces courbes sont obtenues en variant le taux d'amortissement de l'accéléromètres de 0.1 jusqu'à 0.9 avec une fréquence naturelle de 100Hz et la fréquence relative variant de 0 à 40 pour déterminer le mouvement relatif Z

**b) Analyse des résultats :**

A partir des courbes obtenues sont montrées dans la fig.3.14 ; on remarque que le module de mouvement relatif Z est de relation décroissante avec le taux d'amortissement.

Le module de mouvement relatif prend la valeur maximale dans le cas de la valeur de taux d'amortissement égal à : 0.1 (la valeur minimale). La fréquence relative égal à la fréquence naturelle de l'accéléromètre (le rapport de fréquence égal : 1).

Le module de mouvement relatif prend la valeur minimale dans le cas de la valeur de taux d'amortissement égal à : 0.9 (la valeur maximale) et la fréquence relative égal à la fréquence naturelle de l'accéléromètre (le rapport de fréquence égal : 1).

Dans ce travail, il est nécessaire de trouver l'erreur de mesure du mouvement relatif pour faire le choix du taux d'amortissement de l'accéléromètre

L'erreur de mesure est déterminée comme suit :

En multipliant l'expression 3.10 par  $\omega^2$  et en extraie le module, on trouve :

$$\omega^2 Z = \frac{\omega^2 Y}{\sqrt{(1 - (\omega/\omega_n)^2)^2 + (2\zeta\omega/\omega_n)^2}} \quad (3.11)$$

On peut remarquer que, d'après l'équation 3.11, l'amplitude d'accélération de la structure s'exprime comme  $\ddot{Y} = \omega^2 Y$  (accélération absolue), qui est l'expression recherchée

Si on choisit un accéléromètre tel que  $\omega/\omega_n \ll 1$  pour diminuer l'erreur de mesure au minimum possible, alors l'équation 3.11 se réduit à :

$$\ddot{Z} = \omega_n^2 Z \approx \ddot{Y} \quad (3.12)$$

La mesure du mouvement relatif, défini par  $\omega_n^2 Z$ , donne donc une valeur représentative de l'amplitude de l'accélération de la structure à la fréquence  $\omega$ . L'erreur de mesure effectuée se définit comme:

$$E = (\ddot{Z} / \ddot{Y}) - 1 = \frac{1}{(1 - (\omega/\omega_n)^2)^2 + (2\zeta\omega/\omega_n)^2} - 1 \quad (3.13)$$

### 3.2.2.2. Modèle de l'erreurs de mesure de l'accéléromètre :

Pour La représentation graphique de l'erreur de mesure d'un accéléromètre en fonction du rapport de fréquence pour diverses valeurs de  $\zeta$ , on utilise un programme écrit sous Matlab.

On à :

$$E = (\ddot{Z} / \ddot{Y}) - 1 = \frac{1}{(1 - (\omega/\omega_n)^2)^2 + (2\zeta\omega/\omega_n)^2} - 1$$

$\omega/\omega_n \ll 1$  pour le choix de l'accéléromètre

$E$  : l'erreur de mesure de l'accéléromètre

$\xi$  : le taux d'amortissement ,

$\omega_n$  : la fréquence naturelle de l'accéléromètre ,

$\omega$  : la fréquence relative ,

$\omega/\omega_n$  : le rapport de fréquence ,

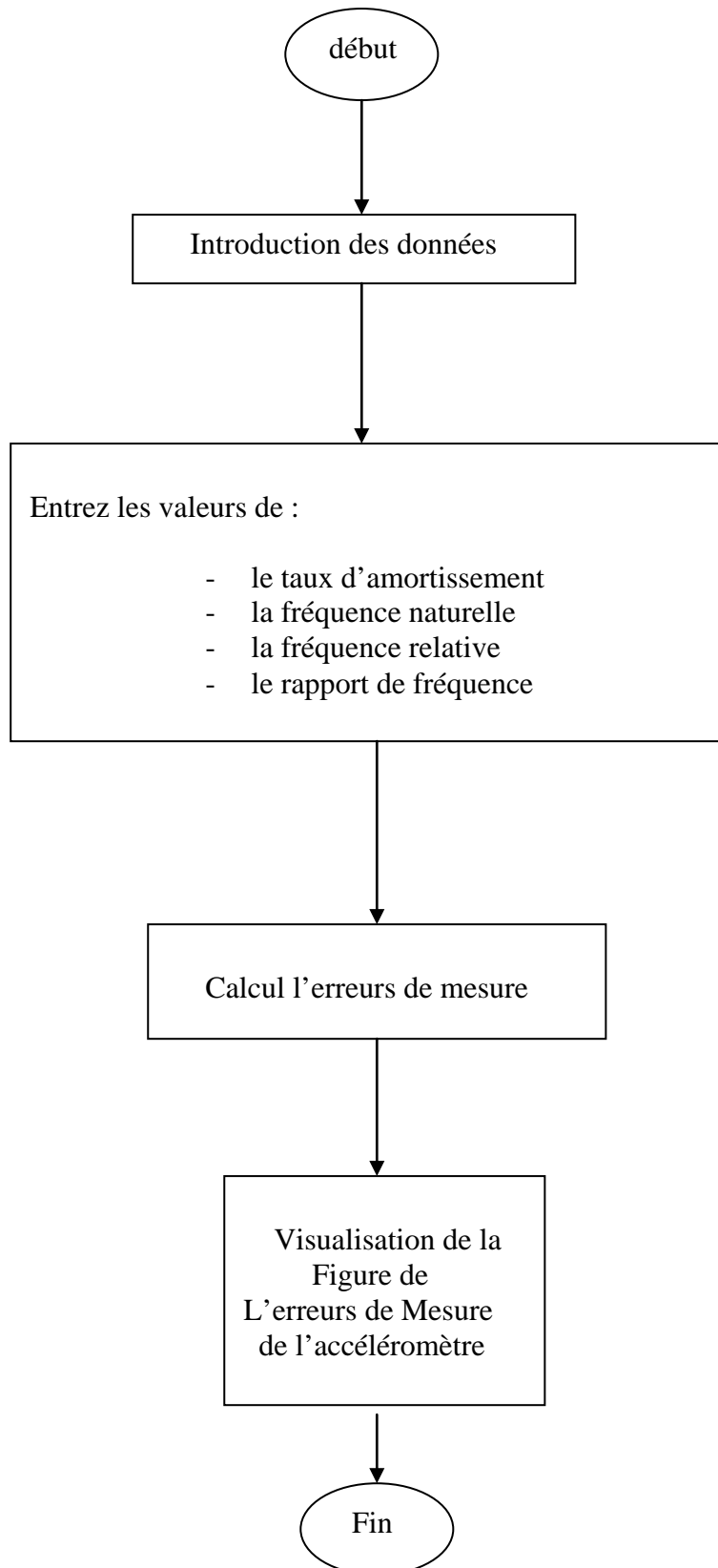
### a) application du programme de l'erreur de mesure de l'accéléromètre :

Les valeurs des paramètres du programme de l'erreur de mesure de l'accéléromètre est présentée dans le tableau.3.2.

Paramètres d'entrée	Les valeurs
le taux d'amortissement	Pour $\xi = 0.4, 0.6, 0.65, 0.7, 0.8$
la fréquence naturelle (Hz)	100
la fréquence relative (Hz)	0,5,10,15,20,25,30

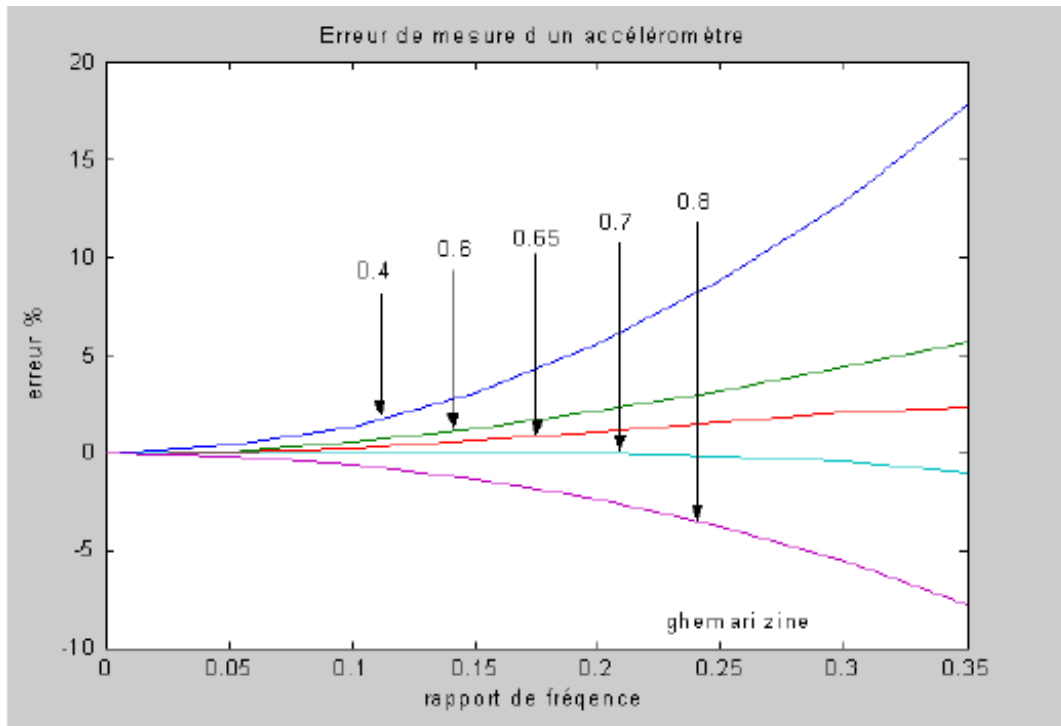
**Tableau3.2.** paramètres d'entrée du programme de l'erreur de mesure d'un accéléromètre.

Le principe de fonctionnement du programme de l'erreurs de mesure d'un accéléromètre est présenté dans l'organigramme suivant fig.3.15.



**Figure.1.15.** Organigramme du programme de l'erreurs de mesure d'accéléromètre





**Figure.3.16.** l'erreur de mesure d'un accéléromètre (résultat de simulation).

### b) Analyse des résultats :

Les courbes obtenues par simulation montrent que l'erreur de mesure dépend de l'amortissement interne de l'accéléromètre. Comme le montre la fig.3.16, il faut un amortissement de 65% pour limiter l'erreur à 1%.

### 3.2.2.3. Programme de simulation du module de mouvement relatif et l'erreurs de mesure d'un accéléromètre :

Le modèle mathématique obtenu par la méthode des éléments finis permet de faire une simulation par un programme écrit sous Matlab, qui calcule le rapport de fréquence  $\omega/\omega_n$ , le module de mouvement relatif et l'erreurs de mesure d'un accéléromètre avec de divers valeurs de fréquence relative de mouvement .

$$\text{Avec : } Z = Y / [ (1 - (\omega/\omega_n)^2)^2 + (2\zeta\omega/\omega_n)^2 ]^{1/2}$$

$$E = (\ddot{z}/\ddot{Y}) - 1 = [ 1 / (1 - (\omega/\omega_n)^2)^2 + (2\zeta\omega/\omega_n)^2 ] - 1$$

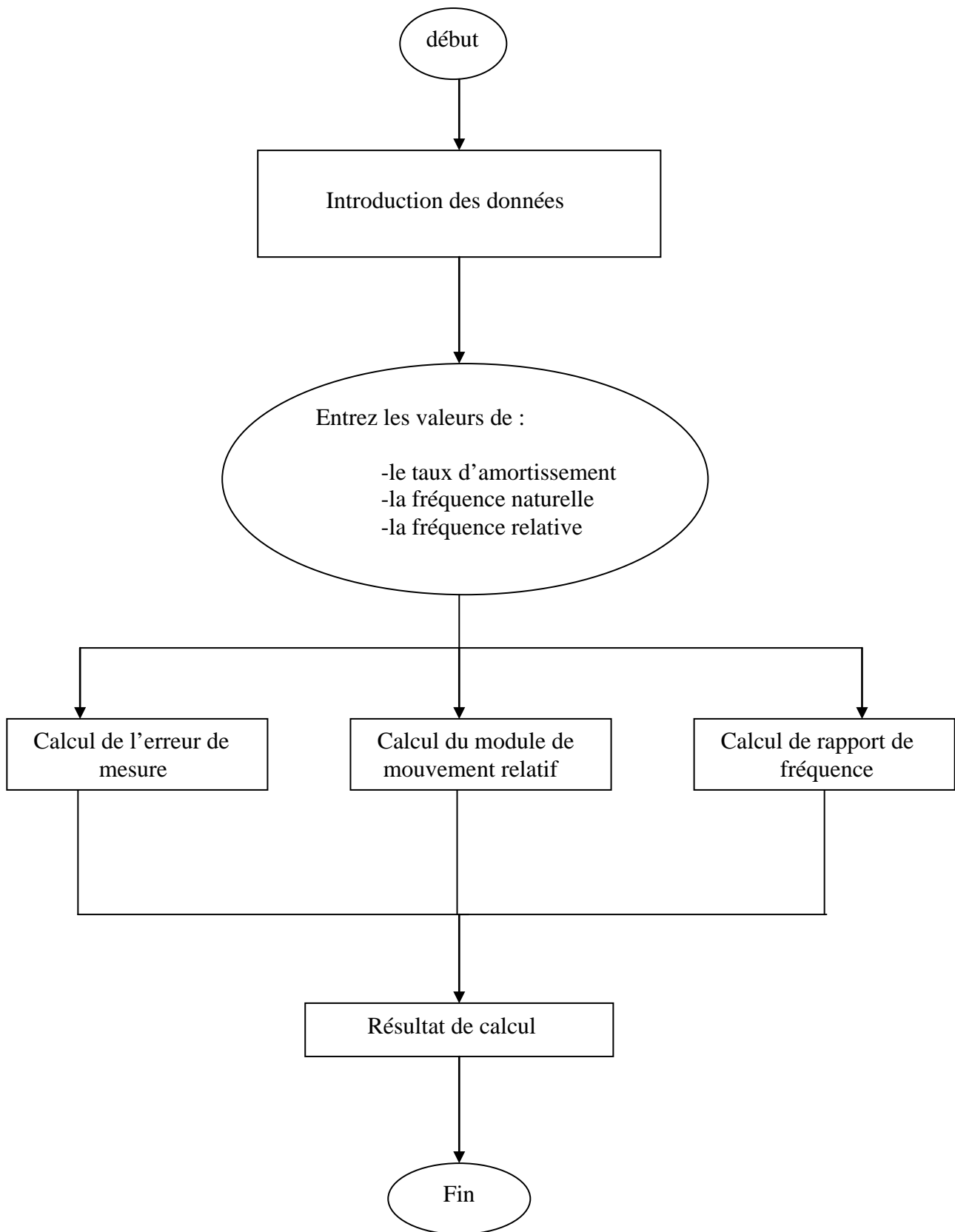
$\omega/\omega_n$  : le rapport de fréquence,  
 Z : le mouvement relatif de l'accéléromètre,  
 E : l'erreur de mesure de l'accéléromètre  
 Y : l'amplitude de mouvement,  
 $\xi$  : le taux d'amortissement,  
 $\omega_n$  : la fréquence naturelle de l'accéléromètre,  
 $\omega$  : la fréquence relative,

#### a) application du programme :

Les valeurs des paramètres du programme de simulation du module de mouvement relatif et de l'erreur de mesure de l'accéléromètre sont présentées dans le tableau.3.3.

Paramètres d'entrée	Les valeurs
l'amplitude de mouvement (m)	0.015
le taux d'amortissement	0.65
la fréquence naturelle (KHz)	100
la fréquence relative (KHz)	0 ,5 ,10 ,15 ,20

**Tableau.3.3.** paramètres d'entrée du programme de simulation du module de mouvement relatif et l'erreur de mesure d'un accéléromètre.



**Figure.3.17.** Organigramme du programme de simulation de l'accéléromètre

Les résultats obtenus à partir de l'application du programme de simulation du module de mouvement relatif, le rapport de fréquence et l'erreurs de mesure d'un accéléromètre est résumé dans le tableau suivant :

Les données d'entrée				Résultats de logiciel		
Y	$\xi$	$\omega_n$	$\omega$	$\omega / \omega_n$	Z	E
0.015	0.65	100	0	0	0	0
0.015	0.65	100	5	0.05	0.3751	0.0008
0.015	0.65	100	10	0.1	1.5023	0.003
0.015	0.65	100	15	0.15	3.3860	0.0065
0.015	0.65	100	20	0.2	6.0326	0.0109

**Tableau.3.4.** les résultats de l'application du programme de simulation.

#### b) analyse des résultats :

D'après le tableau des résultats obtenus, nous constatons que; pour un taux d'amortissement constant (0.65) l'erreur de mesure est proportionnelle au module du mouvement relatif avec une variation du rapport de fréquence (0-0.2)

La fréquence naturelle de l'accéléromètre doit être choisie de façon que  $\omega_n > 3 \omega_{Max}$  ou  $\omega_{Max}$  est déterminer a partir de la courbe de vibration.

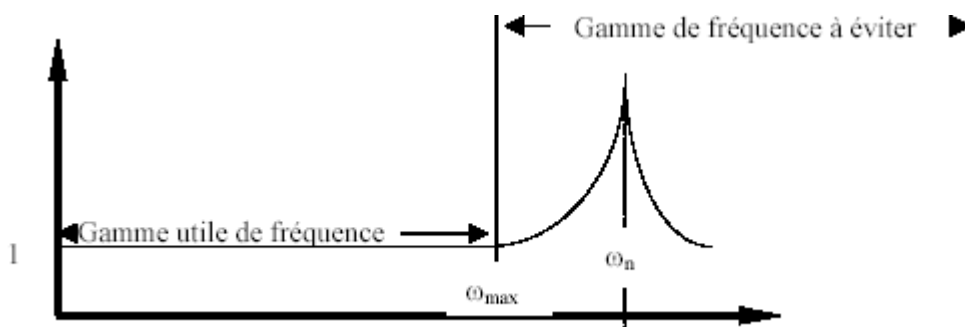
Exemple :

Une machine générée un mouvement de vibration maximal de 1KHz, donc  $\omega_n > 3\text{KHz}$  avec un taux d'amortissement de 0.65 pour limité l'erreur de mesure de 1%.

### 3.2.2.4. Gamme de fréquence des accéléromètres :

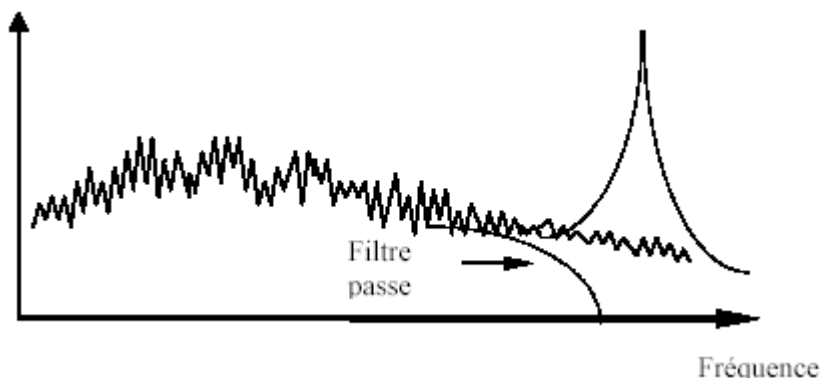
Les systèmes mécaniques ont généralement leur énergie vibratoire comprise dans une gamme de fréquence relativement étroite entre 10 et 1000 Hz mais les mesures doivent souvent être réalisées jusqu'à 10 kHz, car il y a des composantes vibratoires intéressantes à des fréquences supérieures[24]. C'est la raison pour laquelle on doit s'assurer en choisissant un accéléromètre que la gamme de fréquence de l'accéléromètre couvre la gamme de mesure désirée fig.3.18. Pour des accéléromètres courants, des fréquences de résonance de 20 à 30 kHz sont typiques. Afin que l'accéléromètre ne déforme pas la réponse recherchée, il faut que la mesure soit effectuée dans une gamme de fréquence correspondant à un gain de l'accéléromètre constant égal à 1.

A cette fin, la fréquence de l'accéléromètre doit être choisie telle que  $\omega_n > 3 \omega_{\text{Max}}$  de façon à limiter l'erreur à 12%.



**Figure.3.18.** Réponse en fréquence de l'accéléromètre.

Si une mesure est prise sur une gamme de fréquence plus large que la gamme utile, il en résultera une amplification artificielle de la vibration, due à la résonance de l'accéléromètre et qui faussera le jugement. Dans ce cas, il est conseillé de filtrer le signal à une fréquence inférieure à  $\omega_n/3$  fig.3.19. Pour les fréquences se situant bien en dessous de la fréquence de résonance du système, l'accélération de la masse sera la même que l'accélération de la base, et l'amplitude du signal seront, par conséquent, proportionnelles à l'accélération de l'élément piézoélectrique.



**Figure .3.19.** Effet d'amplification de l'accéléromètre.

### 3.2.2.5. Principes de conception d'un accéléromètre :

Un cristal piézoélectrique est un cristal qui sous l'action d'un effort mécanique libère une charge électrique proportionnelle à cet effort. Cette propriété est utilisée dans les capteurs piézoélectriques. Un cristal S est rendu solidaire au point dont on veut mesurer les vibrations. Il supporte une masse m.

Un accéléromètre est conçu avec une fréquence de résonance interne élevée (masse faible et rigidité élevée: petite taille). Le ressort est un quartz qui génère une charge proportionnelle au déplacement relatif. La gamme utile d'analyse en fréquence dépend de la fréquence naturelle de l'accéléromètre. La mesure de l'amplitude du déplacement relatif permet d'évaluer l'amplitude de l'accélération. Pour limiter l'erreur de mesure et élargir la gamme de fréquence, on lui donne un amortissement interne de l'ordre de 65%.

La charge électrique q aux bornes du capteur est proportionnelle à l'accélération X'' :

$$q = \lambda_1 X''$$

Le coefficient  $\lambda_1$  est exprimé en picocoulomb/g (pC/g).

Ces capteurs sont robustes et de pouvoir travailler dans des environnements sévères. Ils possèdent les avantages suivants :

- une bande passante large
- excellente linéarité
- support les températures élevées
- faible sensibilité aux parasites
- de dimension petit et légers

Deux configurations sont communément utilisées :

Le type à compression où la masse exerce une force de compression sur l'élément piézoélectrique.

Le type à cisaillement où la masse exerce une force de cisaillement sur l'élément piézoélectrique[24].

D'une manière générale, on doit vérifier les points suivants:

- Le poids de l'accéléromètre doit être au moins dix fois inférieur au poids du spécimen sur lequel il est monté, afin que la masse ajoutée de l'accéléromètre n'influe pas sur la fréquence de vibration du spécimen.
- On doit estimer la valeur de la gamme de fréquence qui doit être couverte pour vérifier si cette valeur est compatible avec la gamme de fréquence couverte par l'accéléromètre.
- On doit vérifier que la gamme dynamique de l'accéléromètre est adéquate pour les mesures qui doivent être faites. Des accéléromètres dessinés pour mesurer les chocs sont disponibles pour les niveaux hauts, et des accéléromètres ultrasensibles pour des niveaux très bas.

- On doit vérifier que la température de fonctionnement maximale admissible de l'accéléromètre est suffisante pour le montage de mesure considéré en se souvenant qu'une exposition à une température très élevée entamera le processus de dépolarisation du matériau piézo-électrique avec une perte de sensibilité . Il est prévu un refroidissement, par circulation d'eau, de la base de certains accéléromètres pour l'emploi sur des spécimens ayant des températures jusqu'à 1000°C. Une ventilation de refroidissement peut être utilisée dans tous les cas.
- On doit relever toutes les conditions défavorables d'environnement et vérifier que l'accéléromètre peut fonctionner dans ces conditions. En plus de la température, cela inclut l'humidité (une étanchéité supplémentaire peut être donnée à l'accéléromètre pour l'utiliser sous l'eau), bruit acoustique, contraintes de la base, champs magnétiques et effets des radiations.

Tout ajout au montage de l'accéléromètre (boulon, cire, colle, aimant, tige) modifie la rigidité de l'accéléromètre et par conséquent affecte la gamme d'analyse en fréquence. Le mode de fixation des accéléromètres est régi par la norme ISO 5348.

### **3.2.3. Capteur de force :**

Des capteurs de force sont utilisés dans les mesures mécaniques pour déterminer les forces dynamiques. Le capteur de force utilise également un élément piézo-électrique qui, lorsqu'il est comprimé, fournit un signal de sortie proportionnel à la force qu'il transmet. Les signaux de force peuvent être traités et mesurés avec exactement la même instrumentation que celle utilisée pour les accéléromètres.

Si un accéléromètre est intégré dans le capteur de force pour mesurer les mouvements vibratoires résultants dans une structure, on appelle le capteur une tête d'impédance.

### **3.2.4. Amplificateur conditionneur :**

L'amplificateur conditionneur va avoir comme fonction de transformer les unités produites par le capteur en unités d'ingénierie (volt, Newton, m/s<sup>2</sup>, etc.). En outre, il permettra d'ajuster le voltage de sortie.

Certains amplificateurs ont des filtres passe-haut et passe-bas pour éliminer les composantes indésirables.

Certains amplificateurs ont des voyants d'alarme lorsque l'amplitude est trop forte.

Certains amplificateurs permettent d'intégrer le signal en vitesse et en déplacement.

### 3.3. Traitement du signal :

Les analyseurs convertissent un signal temporel en signal fréquentiel, de façon digitale. La méthode utilisée pour transformer le signal est la transformée de Fourier. Les analyseurs de vibration ont pour but de donner l'information fréquentielle contenue dans un signal, mais de nombreuses précautions doivent être prises dans la sélection des paramètres de l'analyseur afin d'éviter de traiter de mauvaises données. Il est donc essentiel de comprendre les opérations de traitement de signal afin de sélectionner les paramètres adéquats[25].

#### 3.3.1. Décomposition d'un signal en série de Fourier :

Une fonction périodique est n'importe quelle fonction de période T qui se répète dans le temps :

$$X(t) = x(t+T) \quad (3.14)$$

En vibration de machines, les sources de vibration sont multiples et se composent en chaque point de mesure comme la somme des signaux vibratoires.

Le résultat correspond à la réponse temporelle que fournira par exemple un oscilloscope[25]. Toutefois, lorsqu'on désire établir un diagnostic des problèmes, il est essentiel d'être capable d'identifier chaque source qui a constitué le signal mesuré.

##### 3.3.1.1. programme de signal périodique et décomposition des signaux en série de Fourier :

La décomposition d'un signal périodique en série Fourier à l'aide un programme, écrit sous Matlab, Considérons par exemple un signal périodique  $x_p(t)$  et un signal  $x(t)$  constitué de 2 signaux  $x_1(t)$  et  $x_2(t)$ .

$x_p(t) = a \sin(2\pi f t + \varphi)$ . Un signal périodique

$x_1(t) = a_1 \sin(2\pi f_1 t + \varphi_1)$ .

$x_2(t) = a_2 \sin(2\pi f_2 t + \varphi_2)$ .

$x(t) = x_1(t) + x_2(t)$ .

$x(t) = a_1 \sin(2\pi f_1 t + \varphi_1) + a_2 \sin(2\pi f_2 t + \varphi_2)$  .un signal décomposé

- Pour un signal périodique.

a : l'amplitude de signal périodique

f : la fréquence de signal périodique

$\varphi$  : le déphasage de signal périodique

T : la période d'un signal.

t : le temps.

- Pour un signal décomposé



$a_1$  : l'amplitude de premier signal.  
 $a_2$  : l'amplitude de deuxième signal.  
 $f_1$  : la fréquence de premier signal.  
 $f_2$  : la fréquence de deuxième signal.  
 $\varphi_1$  : le déphasage de premier signal.  
 $\varphi_2$  : le déphasage de deuxième signal.  
 $T$  : la période d'un signal.  
 $t$  : le temps.

**a) application du programme de décomposition des signaux en série de Fourier :**

On résume ; les valeurs des paramètres d'entrée de programme du signal périodique et la décomposition d'un signal en série de Fourier, dans les deux tableaux suivants :

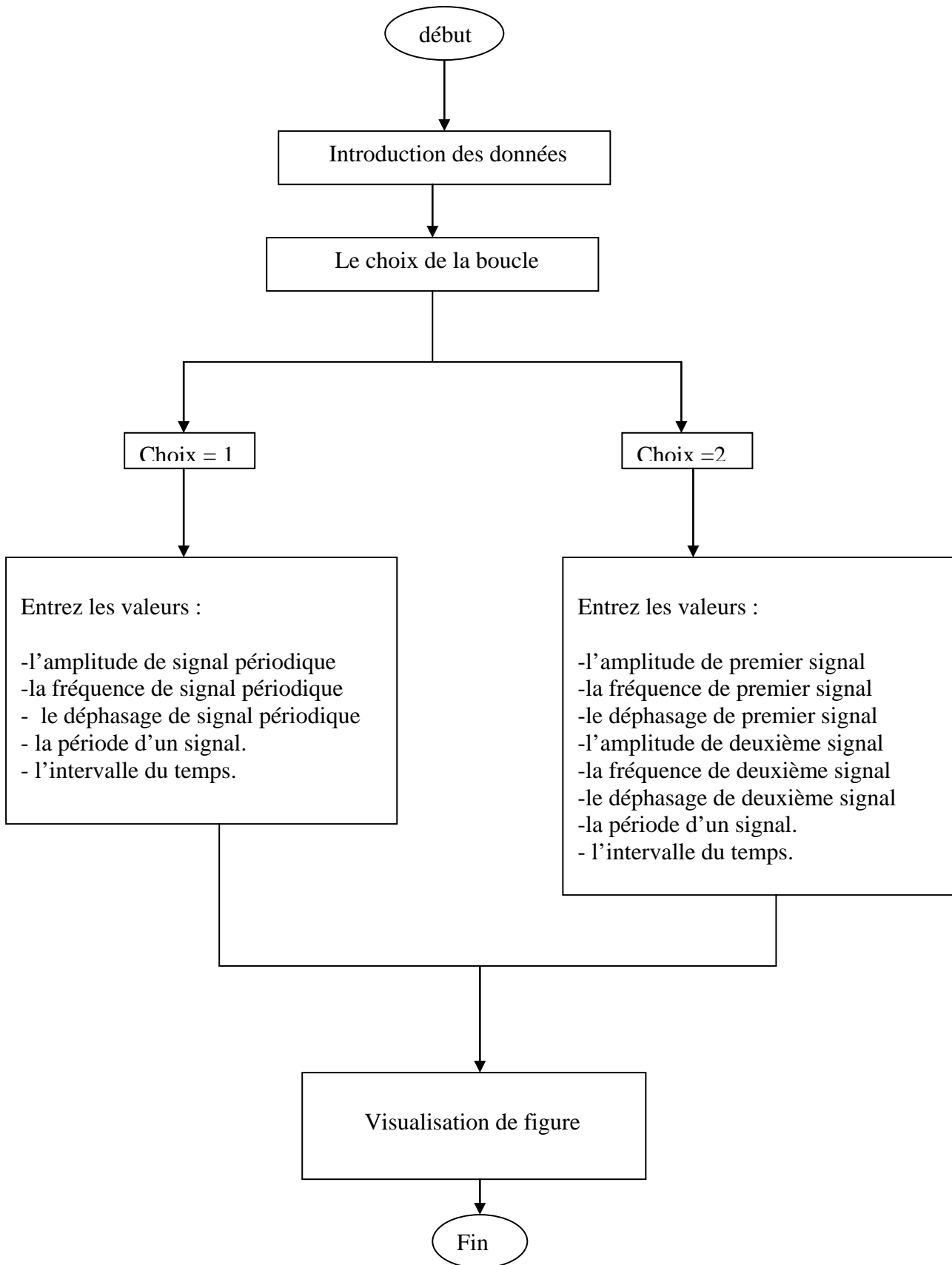
Paramètres d'entrée	Les valeurs
L'amplitude de signal périodique (a)	15
La fréquence de signal périodique (f)	40
Le déphasage de signal périodique ( $\varphi$ )	150°
La période de signal périodique (T)	0.02
L'intervalle du temps (t)	[0. 30]

**Tableau.3.5.** paramètres d'entrée d'un signal périodique

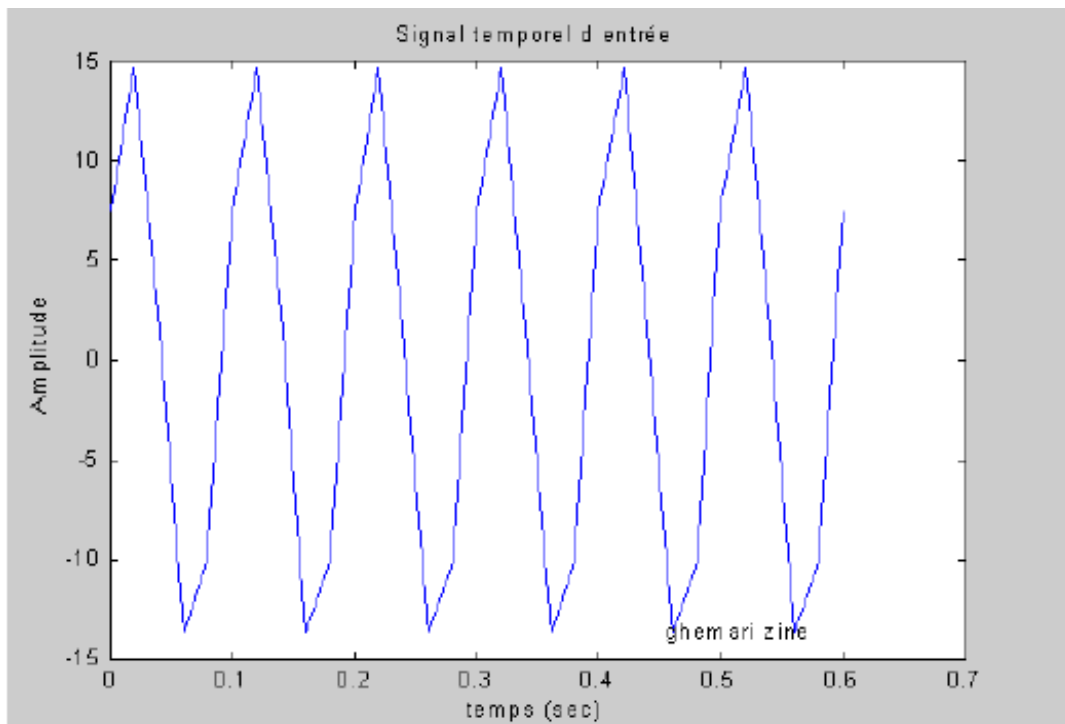
Paramètres d'entrée	Les valeurs
L'amplitude de premier signal ( $a_1$ )	15
L'amplitude de deuxième signal ( $a_2$ )	12
La fréquence de premier signal ( $f_1$ )	40
La fréquence de deuxième signal ( $f_2$ )	35
Le déphasage de premier signal ( $\varphi_1$ )	$0^\circ$
Le déphasage de deuxième signal ( $\varphi_2$ )	$0^\circ$
La période d'un signal (T)	0.02
L'intervalle du temps (t)	[0 .50]

**Tableau.3.6.** paramètres d'entrée d'un signal décomposé.

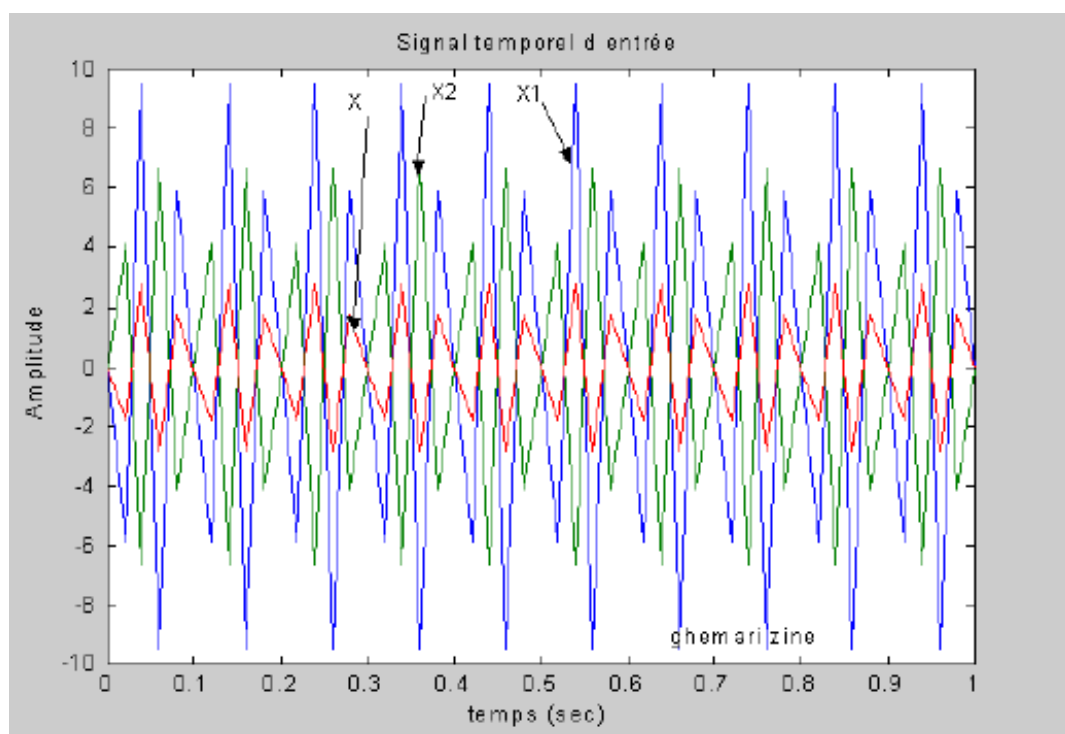
Nous résumons la présentation du principe de fonctionnement du programme d'un signal périodique et le décomposition des signaux en série de Fourier dans l'organigramme suivant :



**Figure.3.20.** Organigramme du programme du signal périodique et la décomposition des signaux en série de Fourier.



**Figure.3.21.** Signal périodique (résultat de simulation)



**Figure.3.22.** Décomposition des signaux (résultat de simulation).

## b) Analyse des résultats :

L'utilisation de ce programme de simulation facilite l'identification des deux signaux  $x_1(t)$  et  $x_2(t)$  et le calcul de leur somme  $x(t)$ .

il est beaucoup moins aisé de déterminer les signaux qui le composent à moins d'avoir recours à un système de filtrage passe bas et passe haut (à condition de connaître les fréquences à priori) ou alors d'avoir recours à une technique de transformée de Fourier rapide appelée FFT.

### 3.3.1.2. Programme de génération des signaux :

Le programme de génération de signaux périodiques, écrit sous Matlab, permet de générer des signaux harmoniques : purs, composés, rectangulaires, en dents de scie, ou sous forme de vibration libre.

On utilise dans ce programme les équations suivantes :

- Pour un signal d'entrée sur la forme d'harmonique pure [26]:

$$X = a \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$$

$a$  : l'amplitude de l'harmonique pure

$f$  : la fréquence de l'harmonique pure

$t$  : l'intervalle du temps

$T_e$  : la période

- Pour un signal d'entrée sur la forme d'une somme d'harmoniques

$$X = \sum a(i) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f(i) \cdot t + \phi(i))$$

$a(i)$  : l'amplitude d'une somme d'harmoniques

$f(i)$  : la fréquence d'une somme d'harmoniques

$\phi(i)$  : le déphasage d'une somme d'harmoniques

$t$  : l'intervalle du temps

$T_e$  : la période

- Pour un signal d'entrée sur la forme d'onde rectangulaire

$$X = a \cdot \text{Square}(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$$

$a$  : l'amplitude d'onde rectangulaire

$f$  : la fréquence d'onde rectangulaire

$t$  : l'intervalle du temps

$T_e$  : la période

- Pour un signal d'entrée sous forme d'onde en dents de scie[26]

$$X = a \cdot \text{sawtooth}(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t, W)$$

$a$  : l'amplitude d'onde en dents de scie

$f$  : la fréquence d'onde en dents de scie

$w$  : la forme d'onde en dents de scie

1- le choix de la forme d'onde en dents de scie est de genre une descente verticale ( $w=1$ )

2- le choix de la forme d'onde en dents de scie est de génère une onde symétrique ( $w=w/4$ )

3- le choix de la forme d'onde en dents de scie est de génère une montée verticale ( $w=w/300$ )

$t$  : l'intervalle du temps

$T_e$  : la période

- Pour un signal d'entrée sous forme d'une vibration libre sous l'effet de Conditions initiales ( $z < 1$ ) [26].

$$X = A \cdot \exp(-z \cdot w \cdot t) \cdot \sin(w_d \cdot t + \phi)$$

$$A = (((v_0 + z \cdot w \cdot x_0)^2 + (x_0 \cdot w_d)^2) / w_d^2)^{1/2}$$

$$\phi = \text{atan2}(x_0 \cdot w_d / v_0 + z \cdot w \cdot x_0)$$

$$w = 2 \cdot \pi \cdot f$$

$$w_d = w (1 - z^2)^{1/2}$$

$a$  : l'amplitude d'une vibration libre sous l'effet de conditions initiales

$z$  : le facteur d'amortissement d'une vibration libre sous l'effet de conditions initiales

$w$  : la forme d'onde en dents de scie (impulsion)

$w_d$  : la forme d'une vibration libre sous l'effet de conditions initiales .

$\phi$  : le déphasage d'une vibration libre sous l'effet de conditions initiales.

$t$  : l'intervalle du temps.

- Pour un signal d'entrée sous forme d'une vibration libre sous l'effet de Conditions initiales ( $z = 1$ ).

$$X = (a_1 + a_2 \cdot t) \exp(-w \cdot t)$$

$$a_1 = x_0$$

$$a_2 = v_0 + w \cdot x_0$$

$w$  : la forme d'onde en dents de scie

$x_0$  : déplacement initial .

$v_0$  : vitesse initiale.

$a_1, a_2$  : des constantes pour simplifie l'équation

- Pour un signal d'entrée sous forme d'une vibration libre sous l'effet de conditions initiales ( $z > 1$ ) [27].

$$a_1 = (-v_0 + (-z + (z^2 - 1)) \cdot w \cdot x_0) / 2 / w / (z^2 - 1)$$

$$a_2 = (v_0 + (z + (z^2 - 1)^{1/2}) \cdot w \cdot x_0) / 2 / w / (z^2 - 1)$$

$$X = \exp(-z \cdot w \cdot t) \cdot (a_1 \cdot \exp(-w \cdot (z^2 - 1)^{1/2} \cdot t) + a_2 \cdot \exp(w \cdot (z^2 - 1)^{1/2} \cdot t))$$

$w$  : la forme d'onde en dents de scie

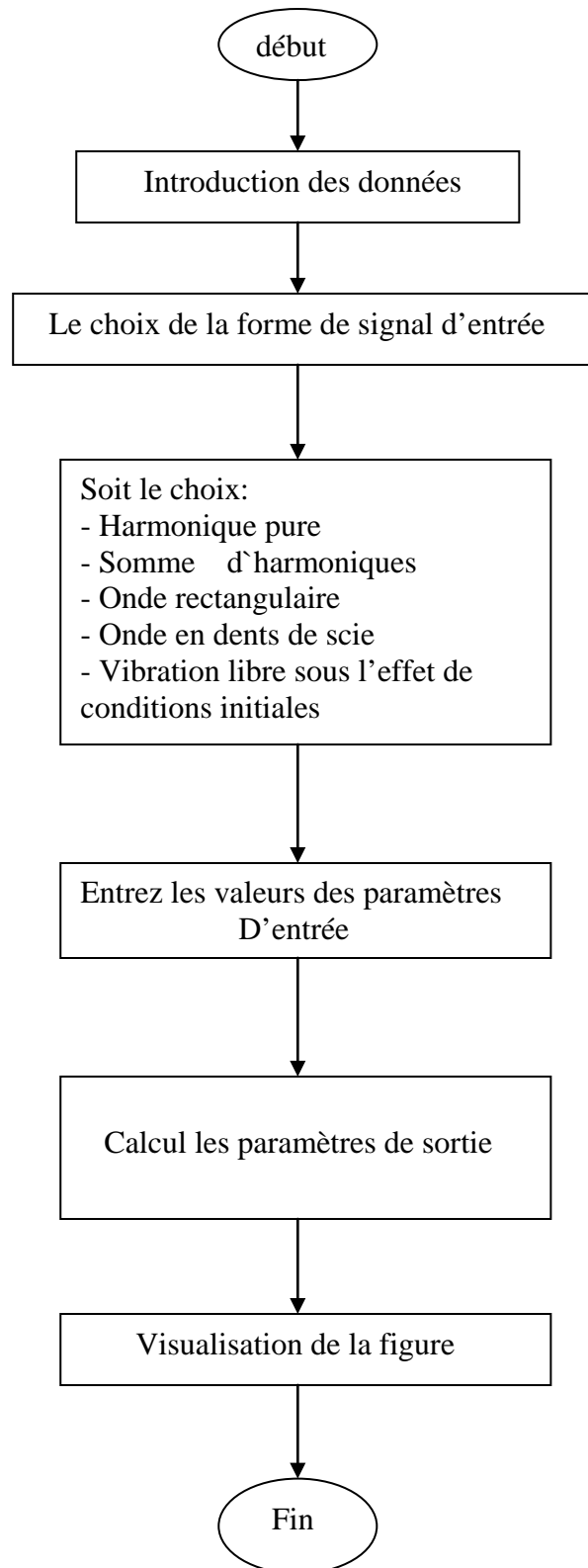
$x_0$  : déplacement initial .

$v_0$  : vitesse initiale.

$a_1, a_2$  : des constantes pour simplifie l'équation

$z$  : le facteur d'amortissement d'une vibration libre sous l'effet de conditions initiales

Le principe de fonctionnement de programme de génération des signaux présenté dans l'organigramme suivant :



**Figure.3.23.** l'organigramme du programme de génération des signaux.

**a) Application du programme de génération des signaux :**

Les valeurs des paramètres d'entrée du programme de génération représentées dans les tableaux suivant :

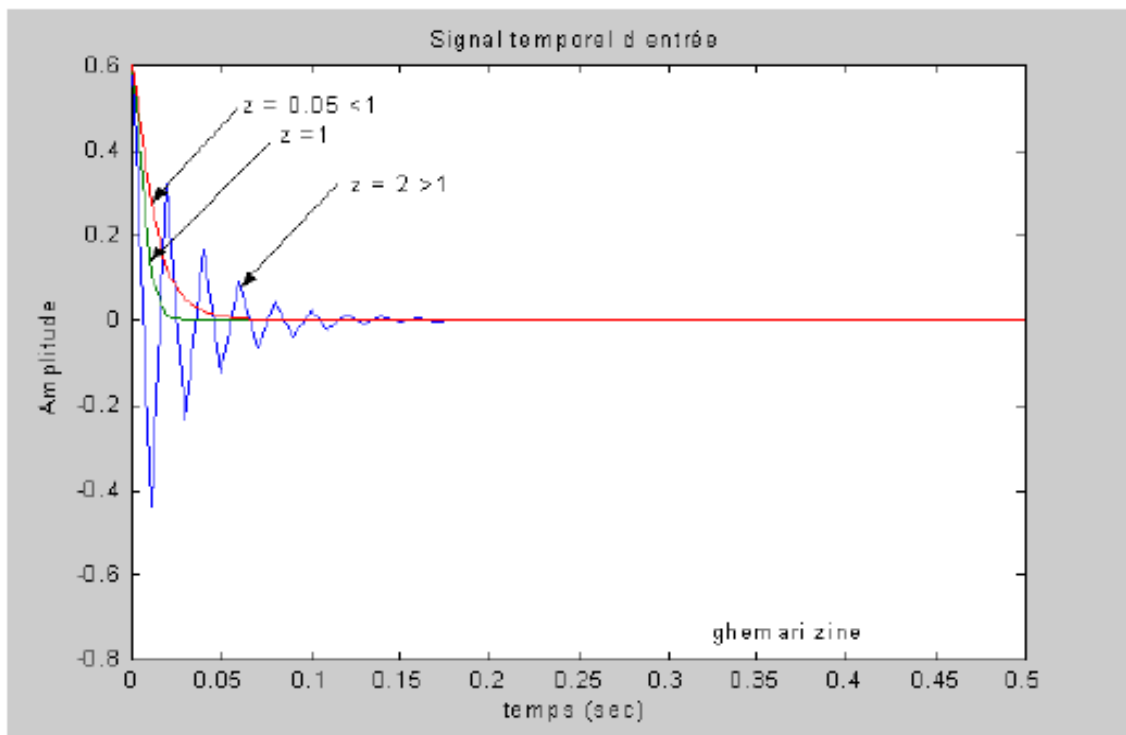
Dans tous les choix de la forme du signal d'entrée, on prend :

$$T_e = 0.02s, f = 50 \text{ Hz}$$

1- Pour un signal d'entrée sur la forme d'une vibration libre sous l'effet de Conditions initiales :

Les paramètres d'entrée	Les valeurs
déplacement initial $x_0$	0.6
vitesse initiale $v_0$ .	0.9
le facteur d'amortissement $z$	Pour $z = 0.05, 1, 2$

**Tableau.3.7.** les paramètres d'entrée du programme (pour le choix 1)



**Figure.3.24.** Résultats de simulation par le programme de génération des signaux (pour le choix 1).

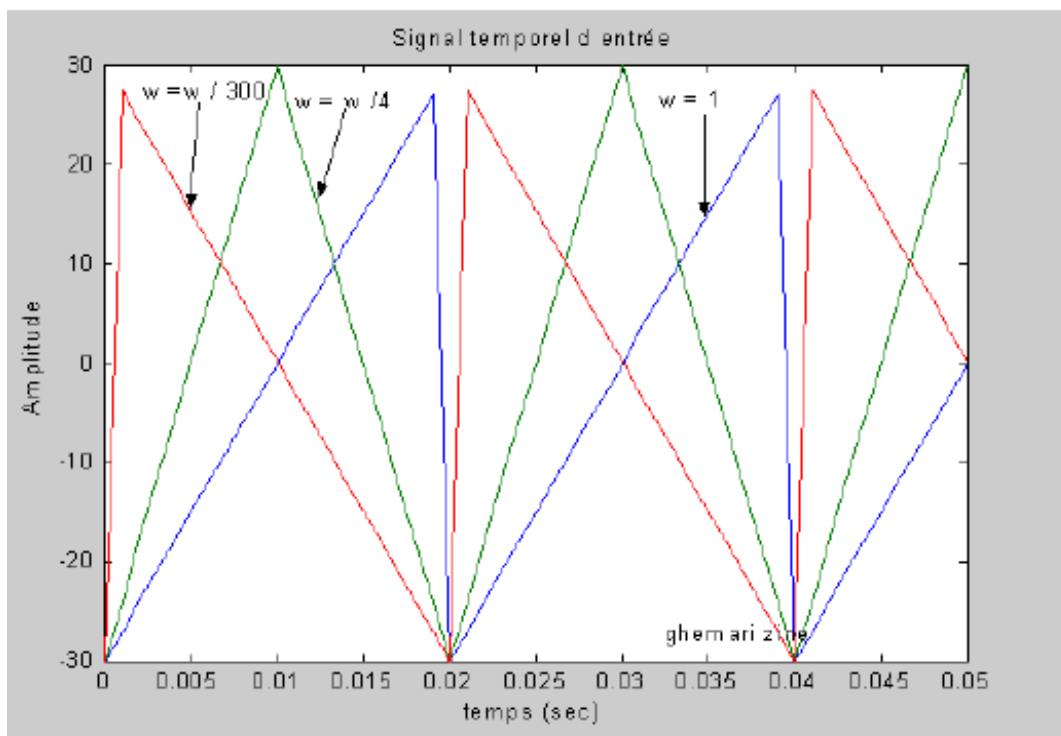


La fig.3.24 présente le résultat du programme de génération des signaux pour un signal d'entrée sous forme d'une vibration libre sous l'effet de conditions initiales pour  $z < 1$  ,  $z = 1$  ,  $z > 1$

2- Pour un signal d'entrée sous forme d'onde en dents de scie :

Les paramètres d'entrée	Les valeurs
L'amplitude de l'onde triangulaire a	30
La forme de l'onde triangulaire w	Pour $w=1$ Pour $w=w/4$ Pour $w=w/300$

**Tableau.3.8.** les paramètres d'entrée du programme (pour le choix 2)



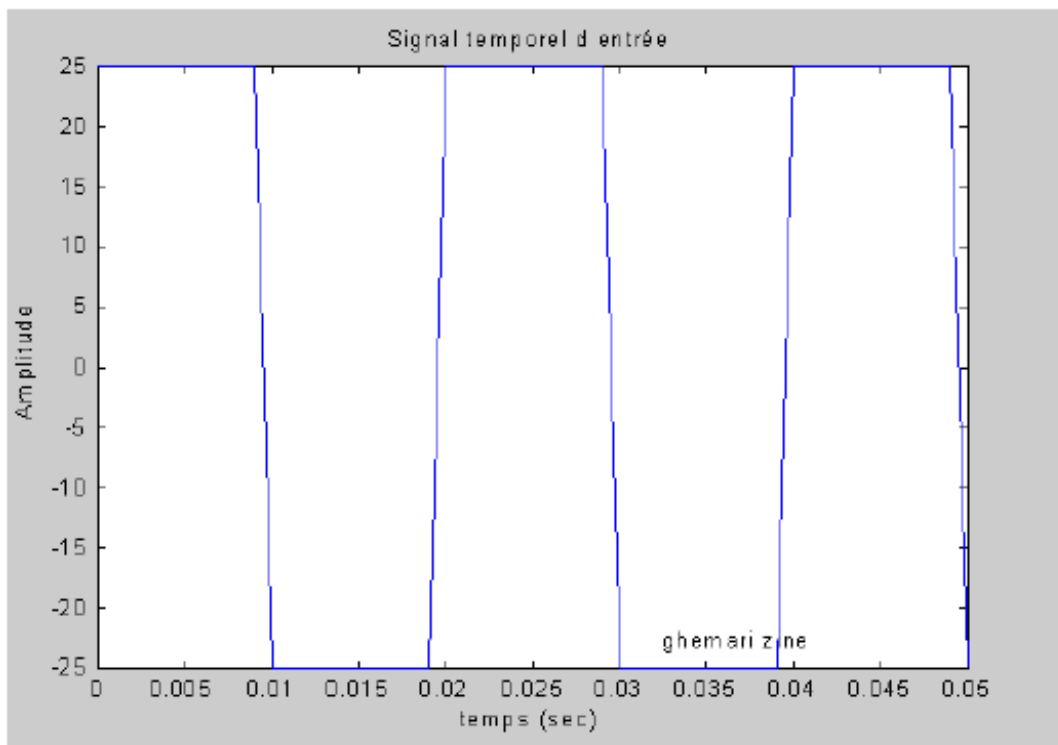
**Figure.3.25.** résultat de simulation par le programme de génération des signaux (pour le choix 2).

La fig.3.25 présente le résultat du programme de génération des signaux pour un signal d'entrée sous forme d'onde en dents de scie avec les trois choix de  $w$  ( $w = 1$  ,  $w = w/4$  ,  $w = w/300$ )

3- Pour un signal d'entrée sous forme d'onde rectangulaire :

Les paramètres d'entrée	Les valeurs
L'amplitude de l'onde rectangulaire a	25

**Tableau.3.9.** les paramètres d'entrée du programme (pour le choix 3)



**Figure.3.26.** résultat de simulation par le programme de génération des signaux (pour le choix 3).

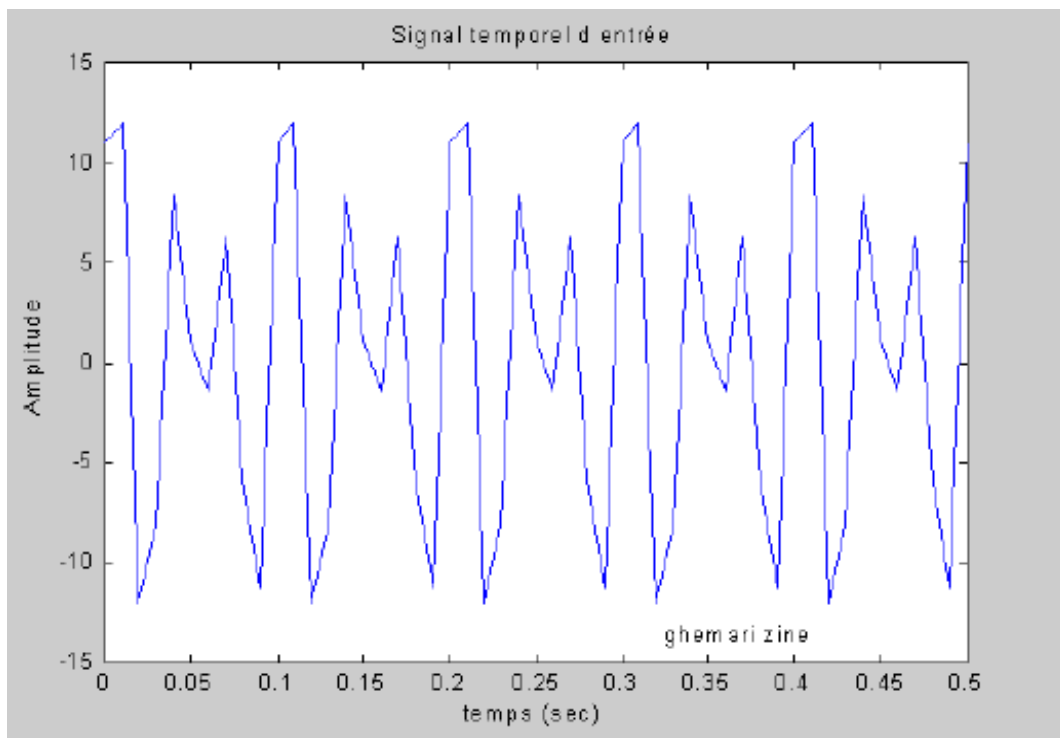
La fig.3.26 présente le résultat du programme de génération des signaux pour un signal d'entrée sous forme d'onde rectangulaire.

4- Pour un signal d'entrée sous forme d'une somme d'harmoniques :

Les paramètres d'entrée	Les valeurs
Nombres d'harmoniques n	2

L'amplitude de 1 <sup>ère</sup> harmonique $a_1$	10
La fréquence de 1 <sup>ère</sup> harmonique $f_1$	30
Le déphasage de 1 <sup>ère</sup> harmonique $\phi_1$	30°
L'amplitude de 2 <sup>ème</sup> harmonique $a_2$	7
La fréquence de 2 <sup>ème</sup> harmonique $f_2$	20
Le déphasage de 2 <sup>ème</sup> harmonique $\phi_2$	60°

**Tableau.3.10.** les paramètres d'entrée du programme (pour le choix 4)



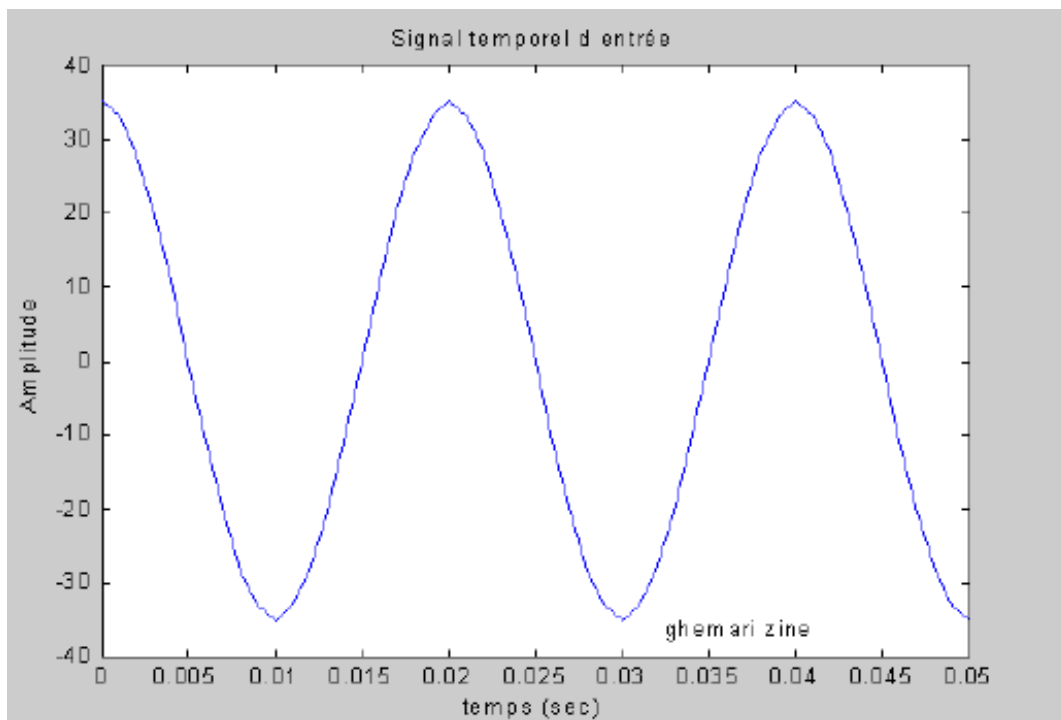
**Figure.3.27.** résultat de simulation par le programme de génération des signaux (pour le choix 4).

La fig.3.27 présente le résultat du programme de génération des signaux pour un signal d'entrée sous forme d'une somme harmoniques.

5- Pour un signal d'entrée sous forme d'harmonique pure :

Les paramètres d'entrée	Les valeurs
L'amplitude de l'harmonique pure a	35

**Tableau.3.11.** les paramètres d'entrée du programme (pour le choix 5)



**Figure.3.28.** résultat de simulation par le programme de génération des signaux (pour le choix 5).

La fig.3.28 présente le résultat du programme de génération des signaux pour un signal d'entrée sous forme d'une harmonique pure .

#### b) Analyse des résultats :

Le programme de génération des signaux, permet de présenter schématiquement le signal électrique temporel quelque soit ses paramètres d'entrée et sa forme.

D'après Fourier, n'importe quelle fonction périodique de période T peut être décomposée comme une somme infinie de fonctions harmoniques de pulsation  $\omega, 2\omega, \dots, n\omega$  où  $\omega = 2\pi/T$ .

Les multiples de la fréquence fondamentale sont appelés les harmoniques (ou les ordres) si on divise les multiples par la fréquence fondamentale.

$$x(t) = a_0/2 + \sum_{n=1}^{\infty} ( a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) ) \quad (3.15)$$

Où les coefficients de Fourier sont :

$$a_0 = 1/T \int_0^T x(t) dt \text{ représentant 2fois la moyenne de } x(t) \text{ sur une période} \quad (3.16)$$

$$a_n = 2/T \int_0^T x(t) \cos n\omega t dt, \quad n = 1, 2, \dots \quad (3.17)$$

$$b_n = 2/T \int_0^T x(t) \sin n\omega t dt, \quad n = 1, 2, \dots \quad (3.18)$$

Cette expression peut également se mettre sous une forme mettant en évidence l'amplitude et la phase de chaque harmonique.

Le signal peut se décomposer en une somme de fonctions harmoniques de fréquences discrètes  $f_n = n/T$  d'amplitude  $A_n$  et de phase  $\varphi_n$ .

$$x(t) = a_0/2 + \sum_{n=1}^{\infty} ( A_n \cos(n\omega t + \varphi_n) ) \quad \text{ou} \quad (3.19)$$

$$A_n = (a_n^2 + b_n^2)^{1/2}$$

$$\varphi_n = \tan^{-1}(b_n/a_n)$$

Les coefficients  $A_n$  représentent le poids relatif des différentes harmoniques au signal total. Tracés dans le domaine des fréquences, ces coefficients représentent le spectre du signal, appelé aussi sa signature.

Le problème majeur pour utiliser les séries de Fourier est que on connaît pas le nombre de termes  $n$  de la série. En fait les premiers termes sont souvent suffisants pour modéliser le signal temporel. Par exemple, la fig.3.30 montre que les 2 premiers termes de la série suffisent pour modéliser un signal triangulaire à l'aide de fonctions harmoniques[28].

On utilise le programme de l'approximation des signaux pour obtenir les courbes présentées sur la fig.3.30.

### 3.3.1.3. Programme de l'approximation des signaux :

Le programme de l'approximation des signaux, écrit sous Matlab, permet de modéliser le signal temporel (approximation en série de Fourier de deux signaux temporels sous forme d'une onde triangulaire)

On utilise dans ce programme l'équation suivante:

$$X = a \cdot \text{sawtooth}(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t, T_e, W)$$

$T_e$  : la période d'échantillonnage

$f$  : la fréquence de signal d'une onde triangulaire

$a$  : l'amplitude de signal d'une onde triangulaire

$W$  : la forme de signal d'une onde triangulaire.

#### a) Application du programme d'approximation des signaux :

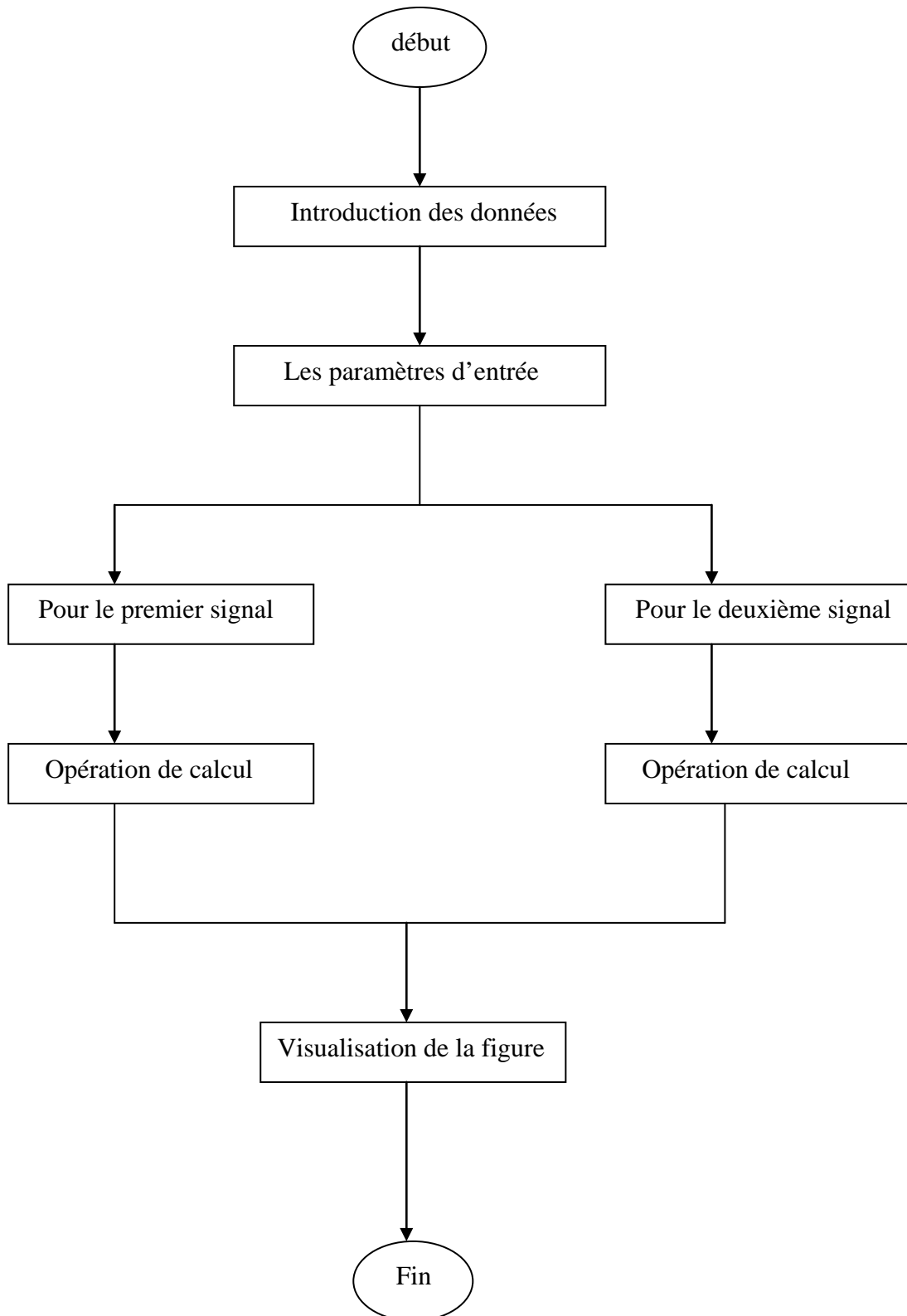
Pour un signal d'une onde triangulaire ; les valeurs des paramètres d'entrée de ce programme, sont présentées dans le tableau suivant :

On prend la période d'échantillonnage 0.02.

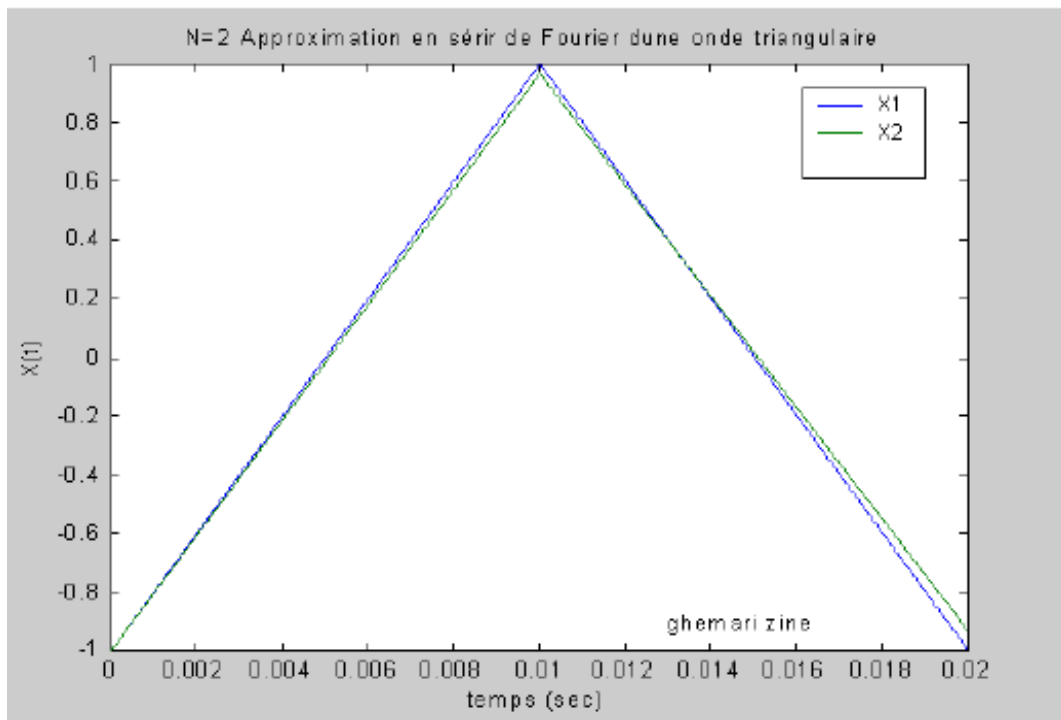
Les paramètres d'entrée	Les valeurs
L'amplitude de premier signal	20
La fréquence de premier signal	50
La forme de premier signal	soit = 1, 2, 3
L'amplitude de deuxième signal	20
La fréquence de deuxième signal	52
La forme de deuxième signal	soit = 1, 2, 3

**Tableau.3.12.** Paramètres d'entrées du programme d'approximation des signaux.

Le fonctionnement du programme d'approximation des signaux est présenté dans l'organigramme suivant :



**Figure 3.29.** Organigramme du programme d'approximation des signaux.



**Figure 3.30.** Résultat de simulation par le programme d'approximation des signaux.

La fig.3.30 montre que les 2 premiers termes de la série suffisent pour modéliser un signal triangulaire à l'aide des fonctions harmoniques.

**3.3.1.4. Valeur efficace du spectre :**

Si on calcule la valeur efficace du signal  $\sigma$  [28]:

$$\delta^2 = 1/T \int_0^T x^2(t) dt \tag{3.20}$$

$$\delta^2 = 1/T \int_0^T \left[ a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t + \varphi_n) \right]^2 dt = a_0^2 + (1/2) \sum_{n=1}^{\infty} A_n^2 \tag{3.21}$$

La puissance du signal  $x(t)$  est la somme des puissances propres à chaque fréquence.

La valeur efficace du signal est donc

$$\delta = \left[ a_0^2 + (1/2) \sum_{n=1}^{\infty} A_n^2 \right]^{1/2} \tag{3.22}$$

La série de Fourier est très pratique parce qu'elle possède des propriétés spéciales d'orthogonalité :



$$\int_0^T \text{Sin } n\omega t \text{ Sin } m\omega t \text{ dt} \quad \left\{ \begin{array}{l} = 0 \quad n \neq m \\ = T/2 \quad n = m \end{array} \right. \quad (3.23)$$

$$\int_0^T \text{Cos } n\omega t \text{ Cos } m\omega t \text{ dt} \quad \left\{ \begin{array}{l} = 0 \quad n \neq m \\ = T/2 \quad n = m \end{array} \right. \quad (3.24)$$

$$\int_0^T \text{Cos } n\omega t \text{ Sin } m\omega t \text{ dt} = 0 \quad (3.25)$$

Si la fonction est paire  $f(t) = f(-t) > b_n = 0$   
 Si la fonction est impaire  $f(t) = -f(-t) > a_n = 0$

### 3.3.1.5. Forme exponentielle :

Si on exprime les fonctions sinus et cosinus sous forme exponentielle à l'aide des expressions :

$$\text{Cos}(n\omega t) = [e (in\omega t) + e (-in\omega t)] / 2 \quad (3.26)$$

$$\text{Sin}(n\omega t) = [e (in\omega t) - e (-in\omega t)] / 2 i \quad (3.27)$$

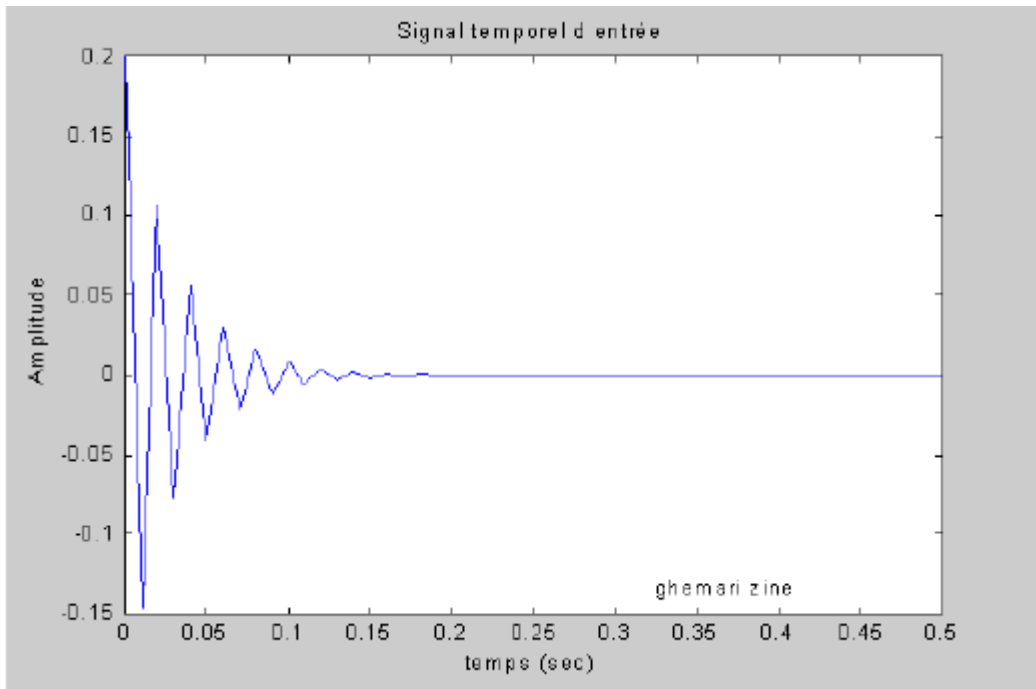
On obtient :

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \cdot e (in\omega t) \quad (3.28)$$

$$\text{où } C_n = (1/T) \int_0^T x(t) \cdot e (-in\omega t) \text{ dt} \quad (3.29)$$

### 3.3.2. Transformée de Fourier :

Les séries de Fourier servent à décomposer un signal périodique en une somme de signaux élémentaires[29]. Or, en pratique, un signal n'est pas forcément périodique et on rencontre beaucoup de signaux transitoires en vibration de machines fig.3.31 (obtenue par le programme de génération des signaux).



**Figure3.31.** Exemple de signal non périodique

Une façon de rendre périodique le signal transitoire serait de le répéter et ce la avant l'échantillonner.

On généralise les résultats précédents au cas des fonctions non périodiques en introduisant l'intégrale de Fourier, et en considérant qu'une fonction non périodique est une fonction périodique de période infinie[29]. En faisant tendre la période T vers l'infini, l'équation 3.29 devient

$$C_n = \lim_{T \rightarrow \infty} (1/T) \int_0^T x(t) \cdot e^{-in\omega t} dt \tag{3.30}$$

La formule 3.30 montre des inconvénients :

- La constante C<sub>n</sub> tend vers zéro lorsque T tend vers l'infini;
- La fréquence ω tend vers zéro lorsque la période tend vers l'infini, ce qui signifie que la fonction discrète tend à être continue.

Pour remédier à cela, on va multiplier l'équation (3.30) par T pour obtenir la transformée de Fourier X(ω). Sa fonction inverse devient la transformée inverse de Fourier, dont les relations réciproques qui lient ces deux fonctions sont

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-i\omega t} dt \tag{3.31}$$

Cette fonction est complexe et possède une partie réelle et une partie imaginaire.

- Le module de X(f), obtenue en extrayant la racine carrée du produit de X(f) par son conjugué complexe, est le spectre d'amplitude.

- L'argument de  $X(f)$  représente le spectre de phase

La transformée inverse de Fourier donne le signal temporel :

$$x(t) = (1/2\pi) \int_{-\infty}^{+\infty} X(\omega) \cdot e(i\omega t) d\omega \quad (3.32)$$

### 3.3.3. Échantillonnage des signaux :

La transformée de Fourier demande de connaître la fonction  $x(t)$ , que l'on doit intégrer entre  $-\infty$  et  $+\infty$ . Or, lorsqu'on effectue une mesure, on ne connaît pas la formulation mathématique de la fonction, mais plutôt des valeurs discrètes de cette fonction évaluées à certains intervalles de temps pendant un certain laps de temps fig.3.33 à partir d'un instant initial  $t_0$ . On supposera que  $t_0$  supérieur à 0, ce qui définit une fonction causale. On appelle cette opération l'échantillonnage[29].

#### 3.3.3.1. Programme d'échantillonnage d'un signal :

Le programme d'échantillonnage d'un signal, écrit sous Matlab, permet de faire :

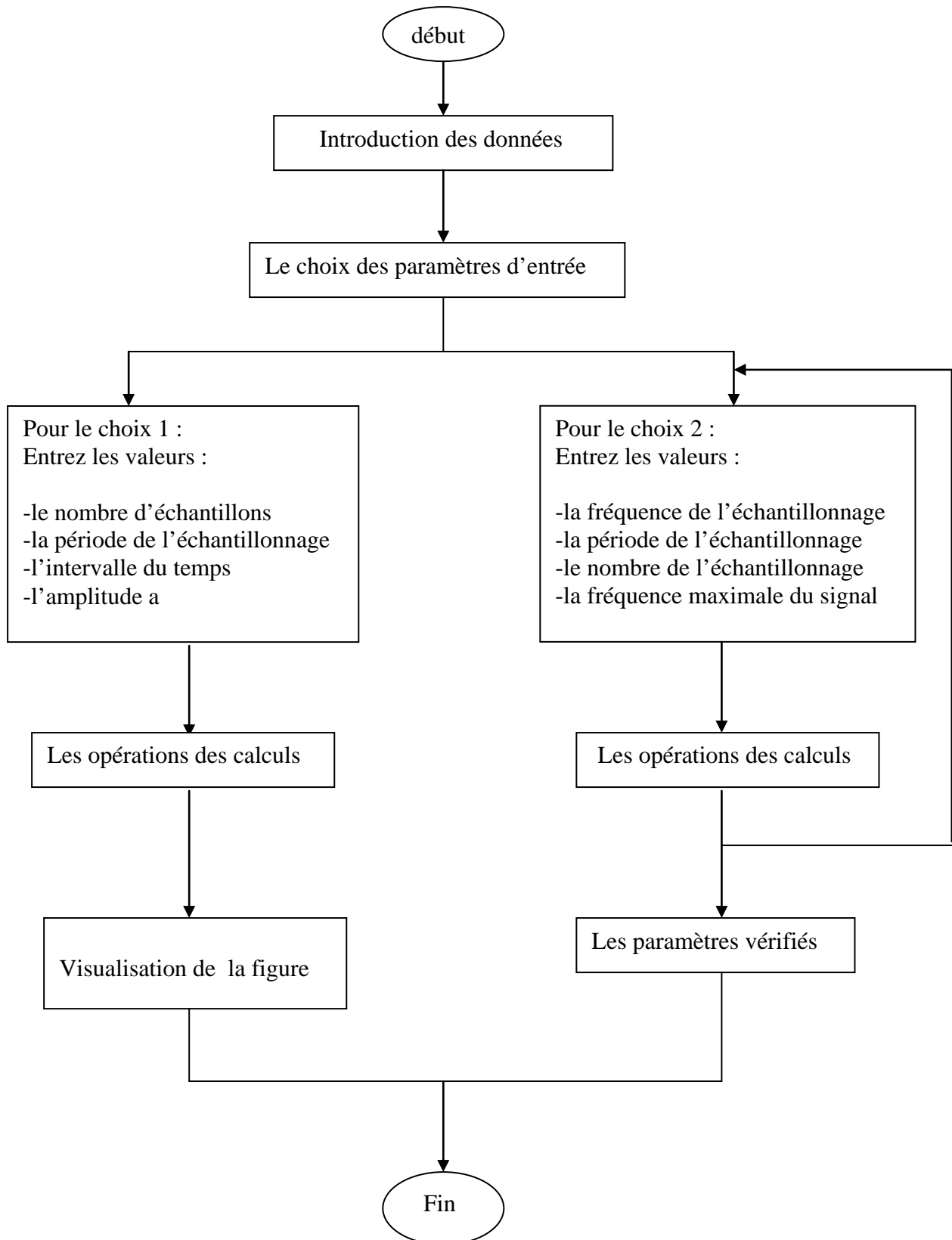
- 1- Une visualisation d'une figure qui présente l'opération de l'échantillonnage d'un signal temporel, dans un intervalle du temps déterminé et avec valeur de période de l'échantillonnage  $T_e$
- 2- Un calcul des paramètres de l'échantillonnage suivant :

- la période d'échantillonnage est de :  $T_e = 1/f_e$
- le temps total d'observation est de :  $T_{max} = N \cdot T_e$
- la résolution en fréquence de la transformée de Fourier :  $df = 1/T_{max}$
- la vérification de ces paramètres.

Avec :

- $f_e$  : la fréquence de l'échantillonnage
- $N$  : le nombre d'échantillons

Le fonctionnement du programme d'échantillonnage d'un signal est présenté dans l'organigramme suivant :



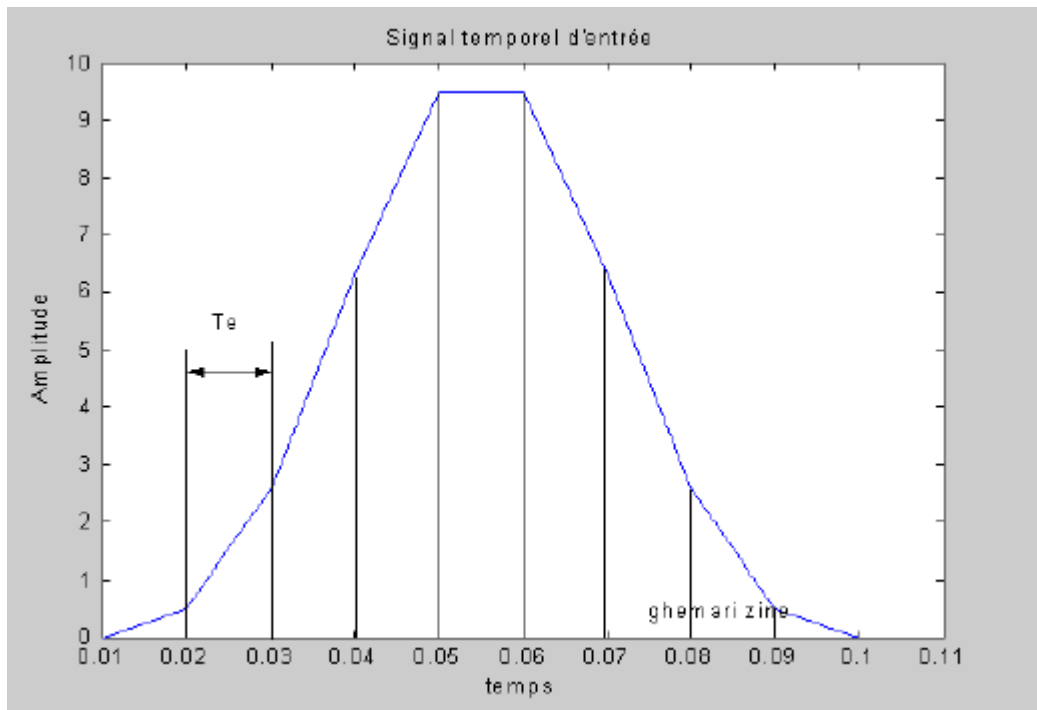
**Figure.3.32.** Organigramme du programme d'échantillonnage d'un signal

**-Simulation par le programme pour le choix (1) :**

Les valeurs des paramètres d'entrée du programme d'échantillonnage d'un signal pour le choix (1) sont présentées dans le tableau suivant :

Les paramètres d'entrée	Les valeurs
Nombre d'échantillons N	10
L'amplitude de signal a	10
La période d'échantillonnage $T_e$	0.01

**Tableau.3.13.** Paramètres d'entrées du programme d'échantillonnage d'un signal pour le choix (1)



**Figure .3.33.** Échantillonnage du signal (résultat de simulation par le programme d'échantillonnage d'un signal)

Échantillonner revient donc à sélectionner, à des instants différents, certaines valeurs du signal continu. L'opération d'échantillonnage est effectuée périodiquement sur le signal temporel à une période notée  $T_e$ .

On peut donc considérer que l'échantillonnage revient à multiplier le signal  $x(t)$  par une fonction peigne  $\delta(t-NTe)$  dont la période d'échantillonnage est  $T_e$  fig.3.34, allant de  $-\infty$  à  $+\infty$ , puisque la fonction  $x(t)$  est causale[30]:

$$x'(t) = T_e \sum_{N=-\infty}^{N=+\infty} x(t) \cdot \delta(t-NTe) \tag{3.33}$$

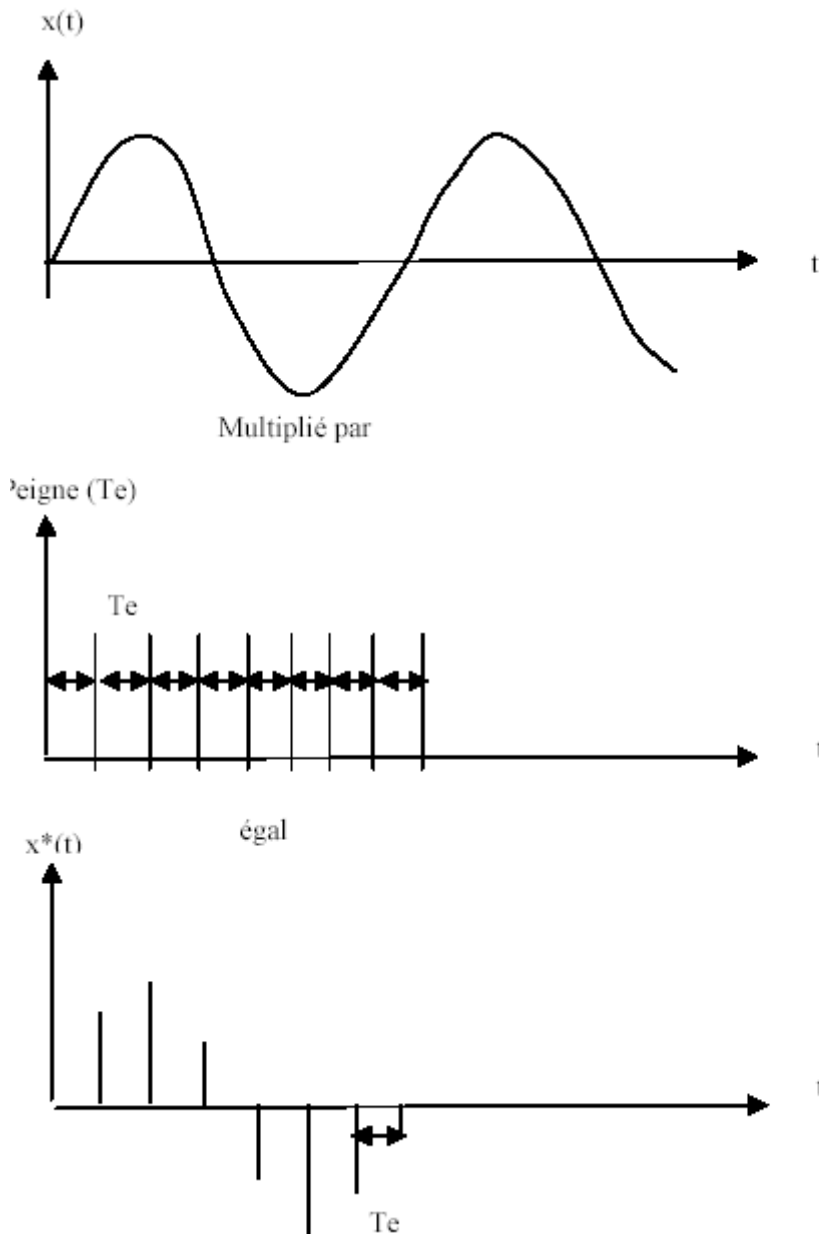
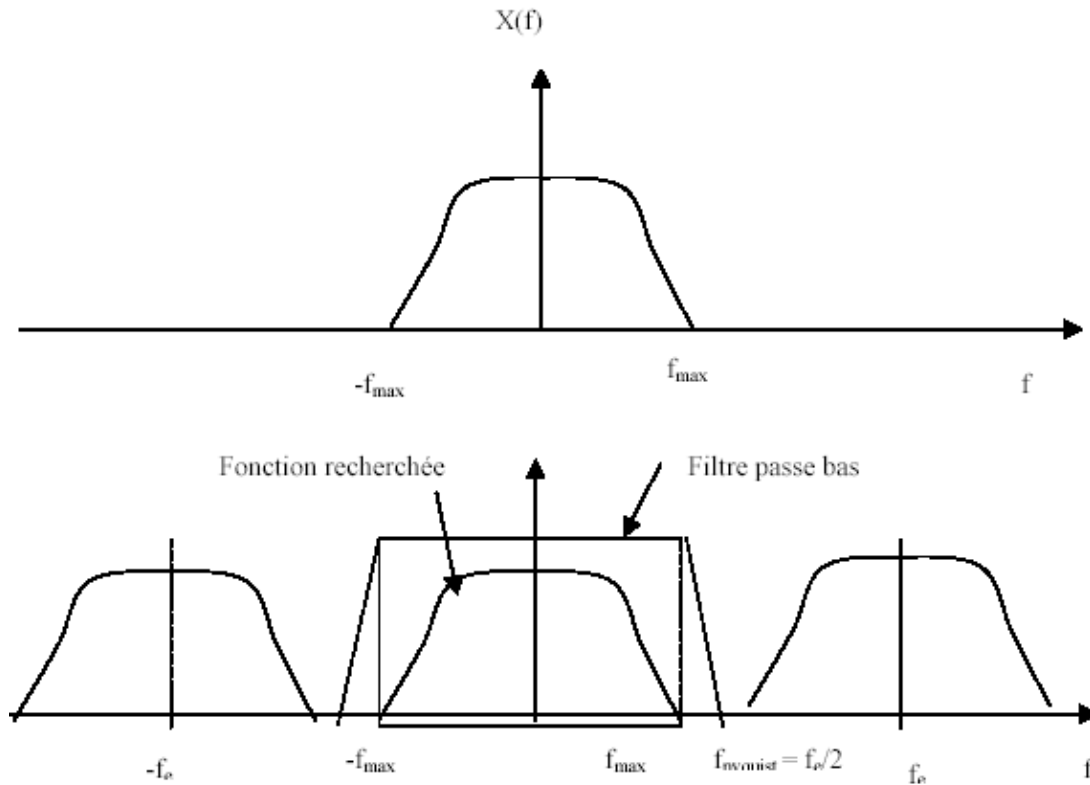


Figure 3.34. Principe d'échantillonnage

La composante fréquentielle de la fonction peigne est également une fonction peigne dont la fréquence est  $f_e$ . Dans le domaine des fréquences, le signal recherché  $X(f)$  est donc répété à la fréquence  $f_e$ . Sur toute la gamme des fréquences fig.3.35.



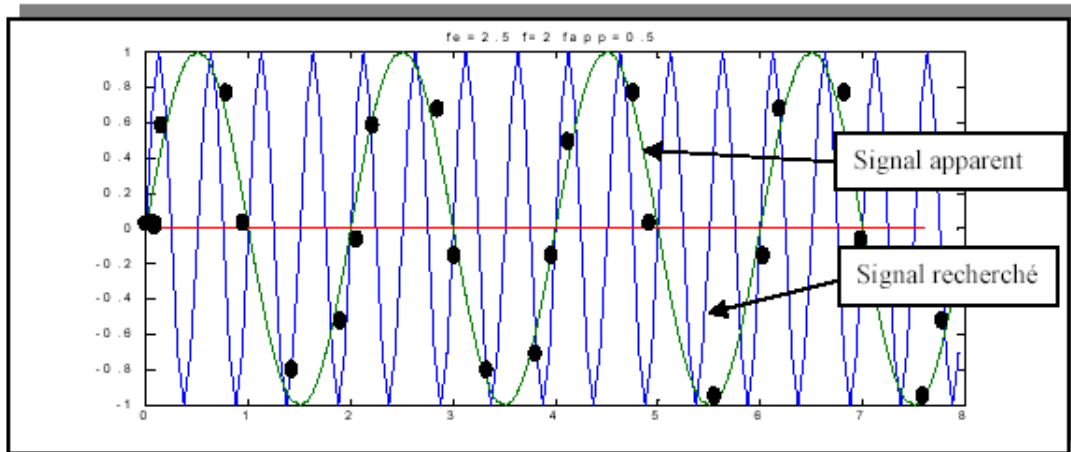
**Figure 3.35.** Effet de l'échantillonnage sur l'analyse fréquentielle

**3.3.3.2. Phénomène de recouvrement :**

Comme le montre la fig.3.36, la période d'échantillonnage  $T_e$  doit être suffisamment petite par rapport à la période du signal recherché, pour ne pas perdre l'information. Lorsque cette période d'échantillonnage est trop grande par rapport à la période du signal recherché, on voit apparaître un signal apparent (semblable au phénomène stroboscopique) dont la fréquence apparente est égale à :

$$f_{\text{apparent}} = f_c - f_{\text{réel}} \tag{3.34}$$

Or, en général, on ne connaît pas toutes les fréquences recherchées et il est donc inévitable que ce phénomène apparaisse aux hautes fréquences si on ne filtre pas le signal. On appelle ce phénomène recouvrement[30].



**Figure.3.36.** Exemple du phénomène de recouvrement

### 3.3.3.3. Théorème de Shannon :

Il n'y a pas de problème à identifier le spectre fréquentiel  $X(f)$  si  $f_e$  est supérieur à  $2f_{max}$ . Il suffit alors d'appliquer une fonction semblable à la fonction rectangle dans le domaine des fréquences, dont la fréquence de coupure  $f_c$  sera comprise entre  $f_{max}$  et  $f_{nyq}$ , pour éliminer les composantes indésirables. Par contre si  $f_e$  est inférieur à  $2f_{max}$ , la fig.3.36 montre qu'il y aura recouvrement des courbes, ce qui va générer des fréquences fictives.

Au minimum, il faut deux échantillons par période réelle pour obtenir un signal significatif. Il faut donc que la fréquence maximale  $f_{max}$  du signal qui sera analysée soit inférieure à 2 fois la fréquence d'échantillonnage  $f_e$ . Cette fréquence critique est appelée la fréquence de Nyquist  $f_{nyq}$ .

En fait les composantes fréquentielles recherchées du signal sont inconnues. Il convient donc de filtrer le signal fréquentiel avec une largeur de bande inférieure à la fréquence de Nyquist. Ceci peut être réalisé en multipliant le spectre par un filtre passe bas (ou anti-repliement) dont la fréquence de coupure est inférieure à la fréquence de Nyquist étant donné que le filtre passe-bas a une certaine pente (120 db/octave), le nombre de lignes dans le domaine des fréquences sera inférieur à  $N/2$  [30].

En général, les analyseurs de spectre utilisent :

$$N_{\text{ligne}} = N / 2.56 \quad (3.35)$$



En pratique, on choisit le nombre d'échantillons à  $N=2^\alpha$  ou

$\alpha = 8,$	$N = 256$ échantillons
$\alpha = 9$	$N = 512$ échantillons
$\alpha = 10$	$N = 1024$ échantillons
$\alpha = 11$	$N = 2048$ échantillons

A cause du phénomène de fonction peigne, un filtrage anti-repliement doit toujours être effectué avant l'acquisition pour éviter que des bruits de haute fréquence ne viennent perturber le signal même si ce dernier est de basse fréquence. Il est donc nécessaire d'utiliser des cartes d'acquisition avec un filtre anti-repliement (anti-aliasing) même si celles-ci sont plus chères.

### 3.3.3.4. Principe d'incertitude de Heisenberg :

La procédure d'échantillonnage a des conséquences importantes sur les composantes fréquentielles résultantes.

Le temps maximal d'observation est:

$$T_{\max} = N \times T_e. \quad (3.36)$$

où  $N$  est le nombre d'échantillons.

D'après le théorème de Shannon, la fréquence maximale d'analyse est :

$$f_{nyq} \text{ (Hz)} = 1/(2 \times T_e) \quad (3.37)$$

La précision de la mesure fréquentielle  $f$  correspond à la fréquence d'échantillonnage  $f_e$  divisée par le nombre d'échantillons  $N$ :

$$f \text{ (Hz)} = f_e/N = 1/(N \times T_e) = 1/T_{\max} \quad (3.38)$$

### -Simulation par le programme d'échantillonnage d'un signal pour le choix (2) :

Voir l'organigramme fig.3.32.

Les valeurs des paramètres d'entrée et les résultats obtenus par le programme d'échantillonnage d'un signal sont présentés dans le tableau suivant :

Les paramètres d'entrée	Les valeurs	Les résultats
La fréquence maximale	30	Te =0.0033
La fréquence d'échantillonnage	300	Tmax =0.4266
Le nombre d'échantillonnage	128	df = 2.3437

**Tableau.3.14.** Paramètres d'entrées du programme de l'échantillonnage d'un signal pour le choix (2) et les résultats obtenus

Les conséquences de l'équation 3.38 sont très importantes dans l'analyse du signal.

Il est impossible d'avoir à la fois une bonne précision temporelle et fréquentielle[31].

- Si on désire réaliser une analyse avec une bonne précision fréquentielle, le temps d'observation maximal Tmax doit être grand (la mesure prendra plus de temps) et on devra choisir une largeur de bande en fréquence faible ainsi qu'une mauvaise précision temporelle pour un nombre d'échantillons N donné.
- Si on désire analyser un signal de haute fréquence ( $f_{\max}$  grand), le temps d'observation Tmax sera faible pour un nombre d'échantillons N donné et par conséquent la précision de la mesure en fréquence sera faible. Pour augmenter la précision de la mesure, il faut donc augmenter le nombre d'échantillons.

### 3.3.4. Transformée discrète de Fourier :

Etant donné que les fonctions temporelles  $x(t)$  sont causales et digitalisées avec une période d'échantillonnage  $T_e$ , la transformée de Fourier, sera évaluée à chaque valeur de  $\omega$ , en remplaçant l'intégrale par une somme :

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-i\omega t} dt \quad (3.39)$$

$$X(\omega) = \Delta t \sum_{k=0}^{N-1} x(t) \cdot e^{-i\omega t} \quad (3.40)$$

Si on pose :

$$\omega = n \cdot \Delta\omega,$$

$n = 0, \dots, N-1$  représente le numéro de la ligne fréquentielle

$\Delta\omega$  représente la résolution fréquentielle,

$k$  est le numéro de l'échantillon,

$$\Delta\omega = 2\pi / (N \times T_e)$$

$$\Delta t = T_e$$

$$t = k T_e$$

L'équation (3.40) s'écrit :

$$X(k \cdot T_e) = T_e \sum_{k=0}^{N-1} x[k \cdot T_e] e^{-j2\pi \cdot n \cdot k / N} \quad \text{pour } n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.41)$$

Ces coefficients sont complexes.

Il existe des algorithmes, appelés FFT (Transformée rapide de Fourier), qui permettent de calculer plus rapidement l'équation 3.41. On introduit dans la mémoire du calculateur  $N$  échantillons du signal  $x(t)$  ; on échantillonne le signal avec une période  $T_e$ , on dispose donc d'une durée  $t_{\max} = N \cdot T_e$  du signal. On calcule la transformée de Fourier (grandeur complexe) sur cette durée du signal et on déduit le spectre sur  $N/2$  points dans le domaine fréquentiel (partie réelle et partie imaginaire)[32].

### 3.3.4.1. Programme de calcul du spectre de signal :

Le programme de calcul du spectre de signal, écrit sous Matlab, permet de calculer le spectre de signal dans le domaine fréquentiel par la transformation de Fourier avec une période d'échantillonnage  $T_e$  et durée  $t_{\max}$ .

$$S_{xx} = \text{FFt}(x)$$

$S_{xx}$  : la dimension du signal d'entrée

$x$  : le signal d'entrée choisi

On prend dans le programme de calcul du spectre de signal un exemple de signal :

- Pour signal sous forme de somme des harmoniques.

$$x(t) = a_1 \sin(2\pi \cdot f_1 \cdot T_e \cdot t) + a_2 \sin(2\pi \cdot f_2 \cdot T_e \cdot t) + a_3 \sin(2\pi \cdot f_3 \cdot T_e \cdot t)$$

$a_1$  : l'amplitude de 1<sup>ère</sup> harmonique

$f_1$  : la fréquence de 1<sup>ère</sup> harmonique

$a_2$  : l'amplitude de 2<sup>ème</sup> harmonique

$f_2$  : la fréquence de 2<sup>ème</sup> harmonique

$a_3$  : l'amplitude de 3<sup>ème</sup> harmonique

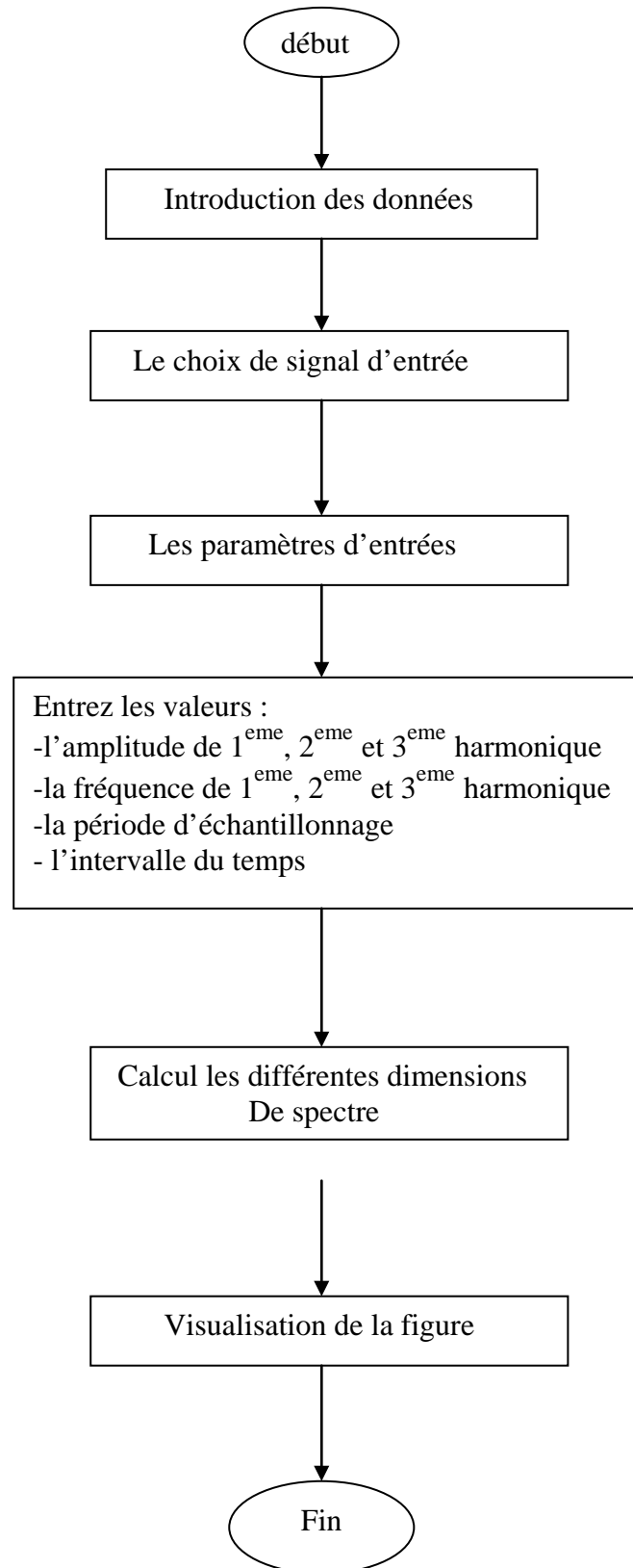
$f_3$  : la fréquence de 3<sup>ème</sup> harmonique

$t$  : le temps

$N$  : nombre d'échantillons

$t_{\max}$  : le temps maximal  $t_{\max} = N \cdot T_e$

$T_e$  : la période d'échantillonnage



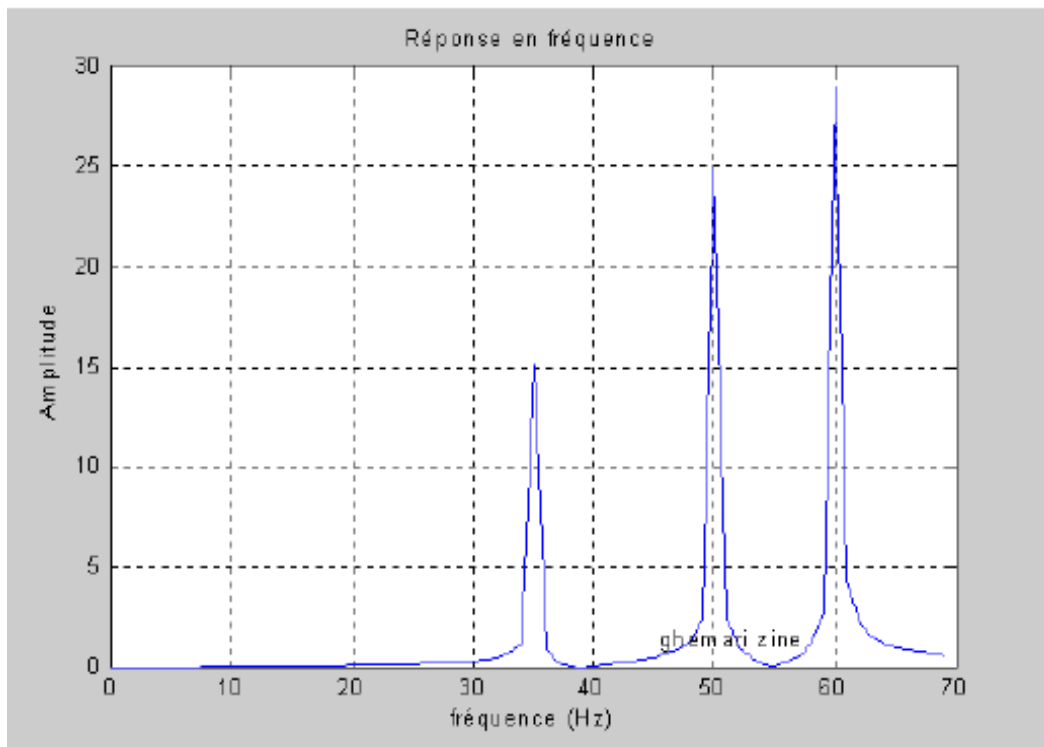
**Figure.3.37.** Organigramme du programme de calcul de spectre de signal.

**-Simulation par programme de calcul du spectre de signal :**

Les valeurs des paramètres d'entrée du programme de calcul du spectre de signal sont présentées dans le tableau suivant :

Les paramètres d'entrée	Les valeurs
l'amplitude de 1 <sup>ère</sup> harmonique	15
la fréquence de 1 <sup>ère</sup> harmonique	120
l'amplitude de 2 <sup>ème</sup> harmonique	25
la fréquence de 2 <sup>ème</sup> harmonique	150
l'amplitude de 3 <sup>ème</sup> harmonique	35
la fréquence de 3 <sup>ème</sup> harmonique	180
La période de l'échantillonnage	0.002
Le nombre d'échantillons	500
Le temps maximal	1
intervalle du temps	0 :Te : tmax

**Tableau.3.15.** les paramètres d'entrée du programme de calcul du spectre de Signal



**Figure.3.38.** spectre fréquentiel d'un signal (résultats de simulation par le programme de calcul du spectre de signal).

#### -analyse des résultats :

Le programme de calcul du spectre de signal, est visualisé un spectre fréquentiel à partir du signal temporel d'entrée quelconque (quelque soit la forme de signal). Il est basé sur l'équation de la transformation de Fourier  $S_{xx} = \text{FFT}(x)$  ( $x$  le signal d'entrée,  $S_{xx}$  les dimensions de signal).

La fig.3.38 montre que le signal temporel d'entrée transféré à un signal fréquentiel (spectre fréquentiel) , a partir la transformation discrète de Fourier, on échantillonne le signal avec une période  $T_e$  (période d'échantillonnage) et la durée  $t_{\max} = N \cdot T_e$  du signal (temps maximal de transfert) .

La transformée de Fourier sur cette durée du signal, on déduit le spectre de signal sur  $N/2$  ( $N$  nombre d'échantillons) points dans le domaine fréquentiel.

### 3.3.5. Effet du fenêtrage :

Lorsqu'on échantillonne le signal, on ne considère pas un signal temporel entier, mais on le coupe pour observer certains instants. Couper un signal équivaut à multiplier le signal par une fenêtre rectangulaire d'amplitude unitaire dans l'intervalle de temps d'observation désiré est nulle en dehors. Introduire une fenêtre consiste à convoluer le signal et la fenêtre, ce qui se traduit dans le domaine fréquentiel par la multiplication de la transformée de Fourier du signal par la transformée de Fourier de la fenêtre. Si on coupe le signal sur un laps de temps proportionnel à sa période (en général inconnue), il n'y aura pas de perturbation fig.3.39, mais si on le coupe à des intervalles de temps différents, le signal sera perturbé, la fonction sera discontinue à ses extrémités fig.3.40 et des erreurs pourraient être introduites[3].

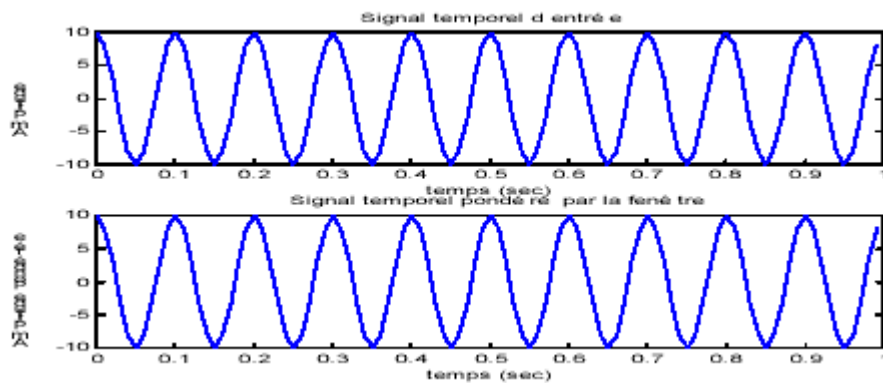


Figure. 3.39. Signal sans erreur de troncation.

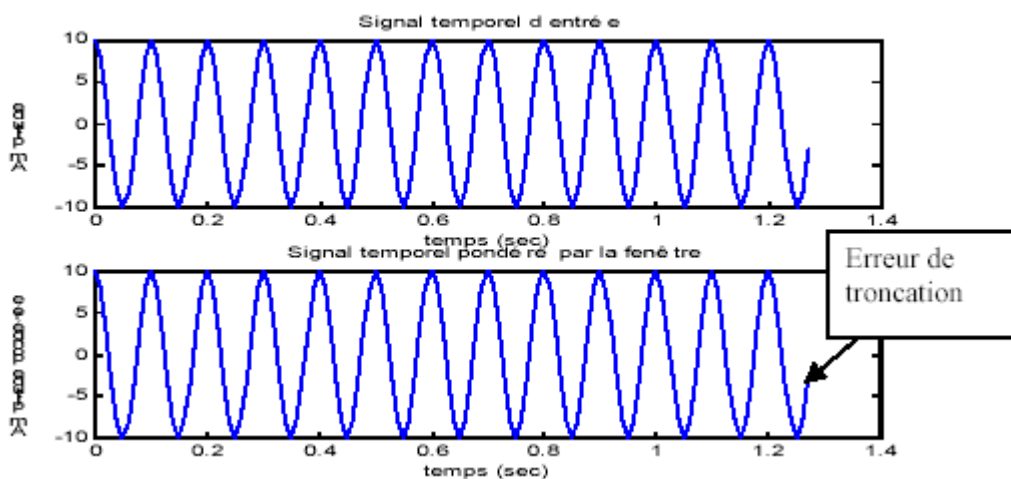


Figure 3.40. Signal tronqué.

La fig.3.40 montre que dans l'exemple montré, la fréquence est bien estimée, mais pas l'amplitude. Il faut corriger l'amplitude délivrée après fenêtrage.

Pour diminuer cette perturbation, on peut utiliser différentes formes de fenêtres pour pondérer le signal (Hanning, Flat top, Hamming, Kaiser-Bessel, Triangulaire, Blackman, Bartlett, etc.). Le principe de ces fenêtres est de minimiser l'erreur de troncation en assurant la continuité du signal aux extrémités.

### 3.3.5.1. programme de la pondération des signaux par différentes fenêtres de pondération :

Le programme de pondération des signaux pour différentes fenêtres de pondération, écrit sous Matlab, permet de diminuer les perturbations d'un signal par l'utilisation des différentes fenêtres de pondération, le principe de ces fenêtres est de minimiser l'erreur de troncation en assurant la continuité du signal aux extrémités

Les fenêtres utilisées dans ce programme sont[33]:

-la fenêtre Rectangulaire donne par la formule suivante :

$$w = \text{boxcar}(N)$$

-la fenêtre Hanning donne par la formule suivante :

$$w = \text{Hanning}(N)$$

-la fenêtre Hamming donne par la formule suivante :

$$w = \text{Hamming}(N)$$

-la fenêtre Triangulaire donne par la formule suivante :

$$w = \text{Triang}(N)$$

-la fenêtre Bartlett donne par la formule suivante :

$$w = \text{Bartlett}(N)$$

-la fenêtre Blackman donne par la formule suivante :

$$w = \text{Blackman}(N)$$

Avec : N : le nombre d'échantillons

La formule de la pondération d'un signal par fenêtre est de :

$$X = x \cdot w$$

X: le signal pondéré par la fenêtre

x : le signal d'entrée

w : la fenêtre de pondération .

On suppose que le signal d'entrée sous la forme suivante :

$$x = a_1 \cdot \text{Sin}(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi)$$

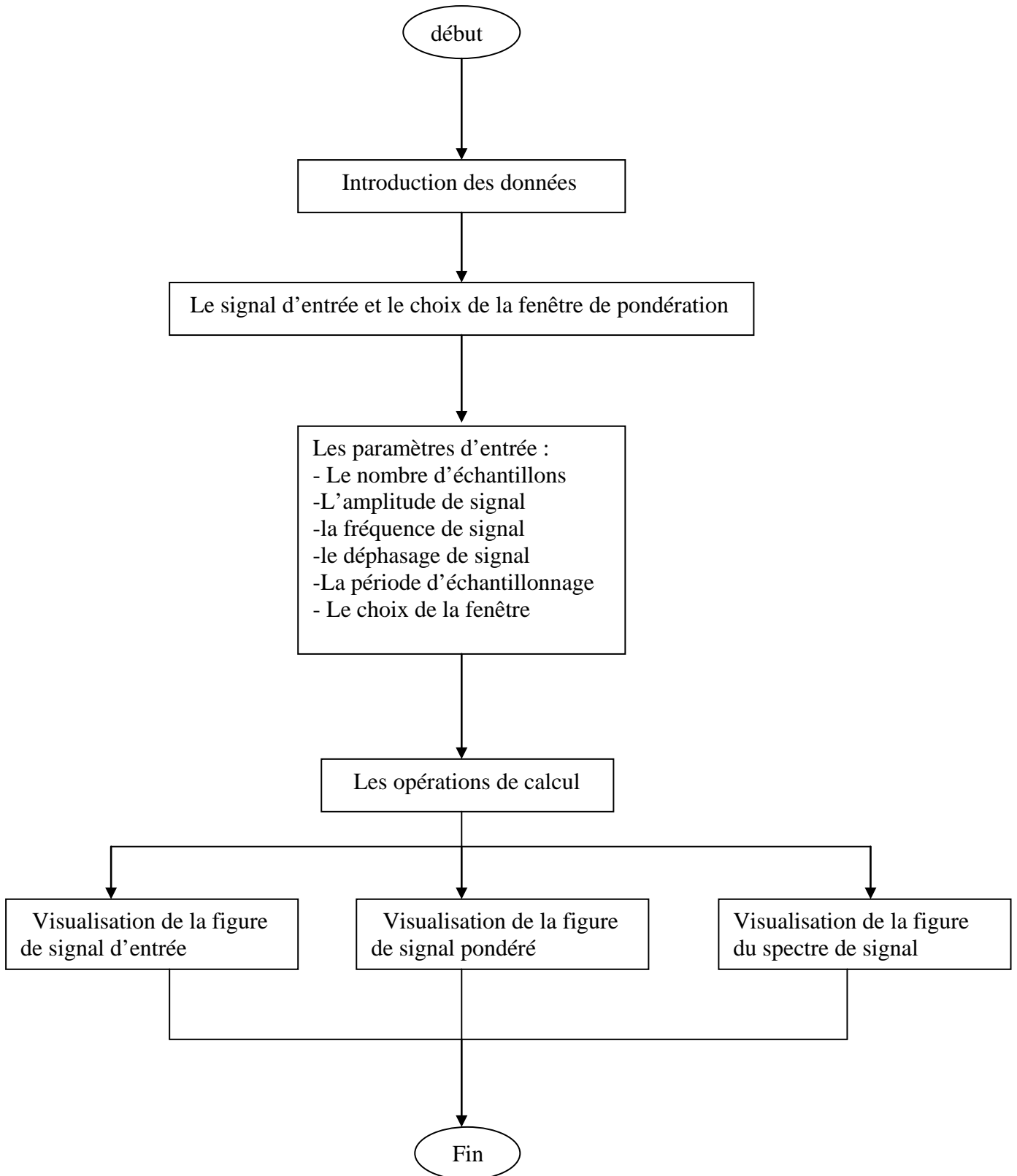
$a_1$  : l'amplitude de signal

f : fréquence de signal

$\varphi$  : déphasage de signal

t : plage du temps (0 :  $T_e$  :  $N \cdot T_e$ )





**Figure.3.41.** Organigramme du programme de la pondération des signaux par Différentes fenêtres de pondération.

**-Simulation par le programme de la pondération des signaux par différente**

### Fenêtres de pondération :

Les valeurs des paramètres d'entrée du programme de la pondération des signaux par différentes fenêtres de pondération présentées dans le tableau suivant :

Les paramètres d'entrées	Les valeurs
L'amplitude de signal d'entrée	10
La fréquence de signal d'entrée	50
Le déphasage de signal d'entrée	0
Le nombre d'échantillons	100
La période d'échantillonnage	0.002
Le choix de la fenêtre de pondération	Soit 1 ;2 ;3 ;4 ;5 ;6

**Tableau.3.16.** les paramètres d'entrée du programme de la pondération des signaux par différentes fenêtres de pondération

D'après les valeurs qui sont présentées dans le tableau.3.16, le programme de la pondération des signaux par différentes fenêtres de pondération donne les résultats suivants :

- une figure de signal d'entrée
- une figure de signal pondéré
- une figure de spectre de signal pondéré

On prend la fenêtre rectangulaire comme un choix de la fenêtre de pondération de signal temporel d'entrée, on obtient les résultats suivants :

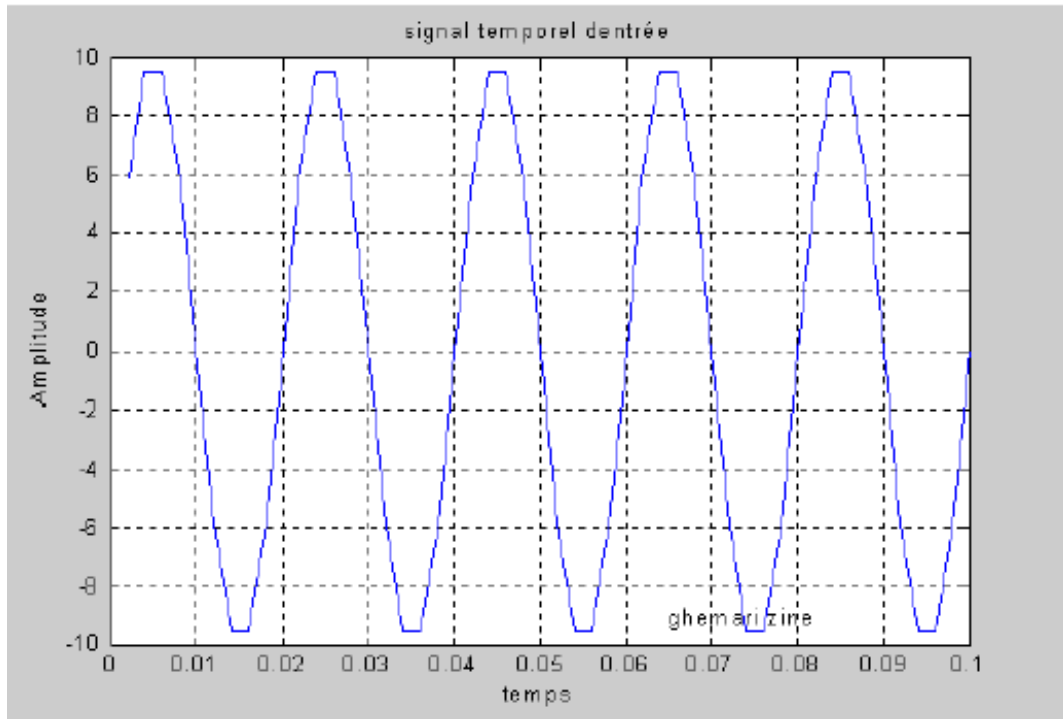


Figure.3.42. le signal temporel d'entrée (résultat de simulation)

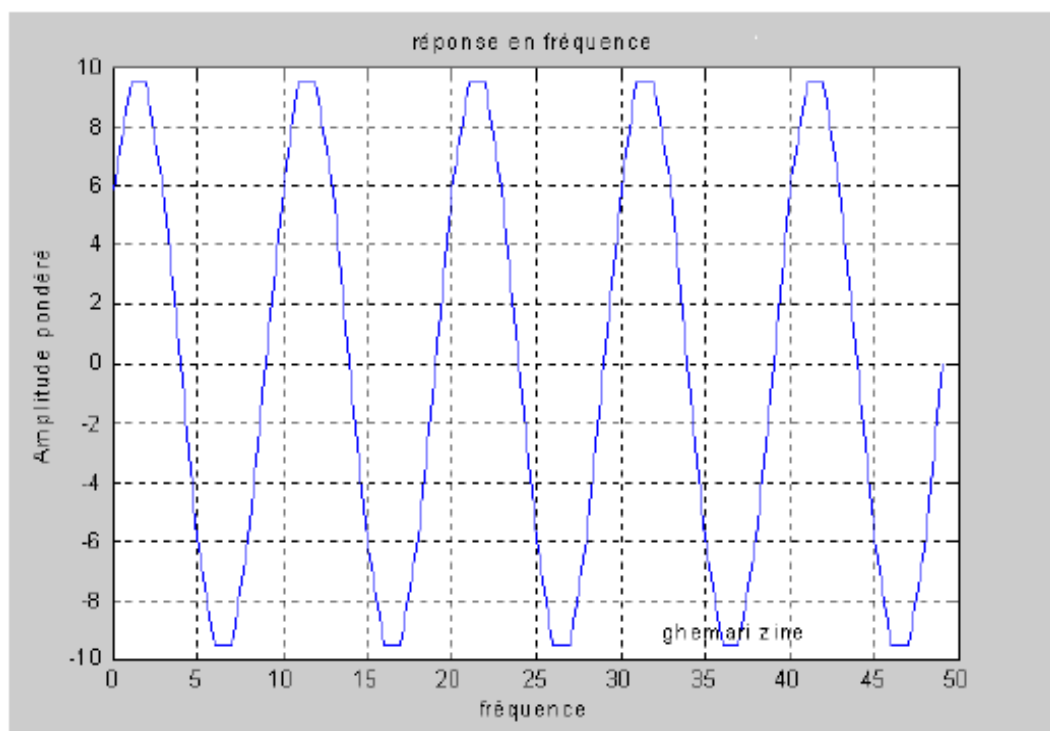
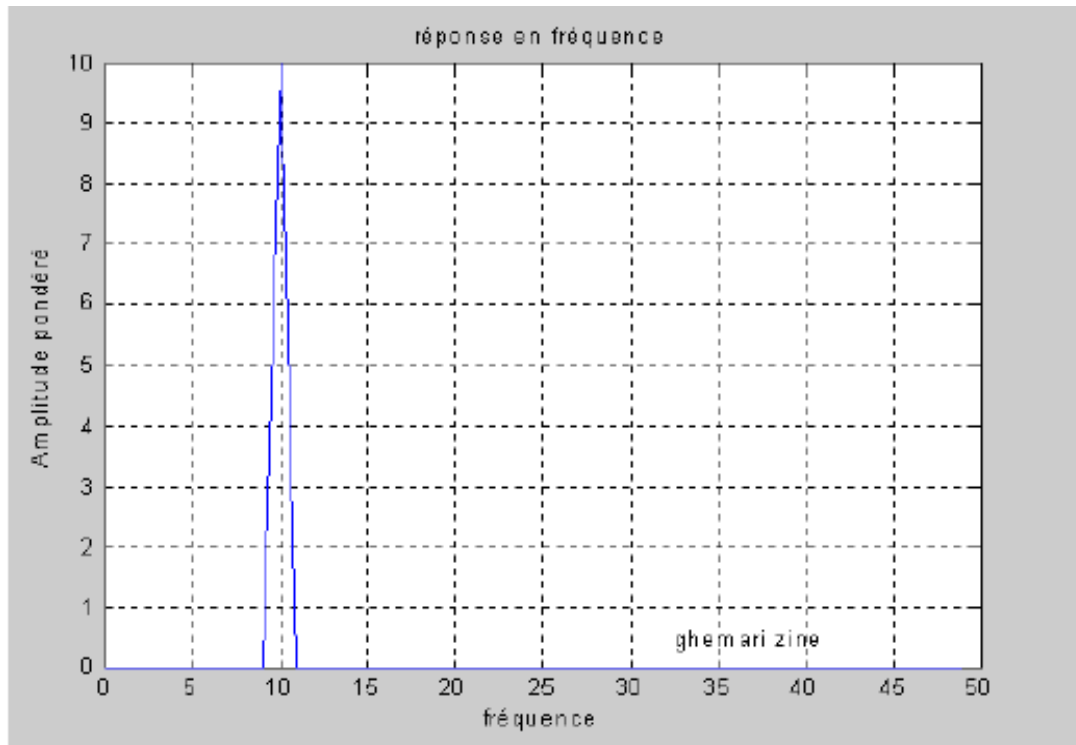


Figure.3.43. le signal pondéré par la fenêtre rectangulaire (résultat de simulation)



**Figure.3.44.** le spectre de signal pondéré par la fenêtre rectangulaire (résultat de simulation)

#### **-Analyse des résultats :**

Les résultats obtenus par le programme de la pondération des signaux par différentes fenêtres de pondération, montre qu'il y a un changement sur les extrémités du signal pondéré voir fig.3.43, donc la fenêtre utilisée minimise la perturbation de signal temporel d'entrée a ses extrémités.

La fig.3.44 montre que le fait d'avoir utiliser la fenêtre rectangulaire permet d'avoir une bonne estimation de l'amplitude et de la fréquence du signal.

#### **3.3.5.2. Recommandations pour le choix du type de fenêtre :**

Le tableau.3.1 indique le type de fenêtre recommandé en fonction du type de signal et du type de renseignement recherché. La plupart des analyseurs de spectre que l'on trouve dans le commerce offrent une panoplie de fenêtres à choisir.

Type de signal	Fenêtre
Force d'impact	Rectangulaire
Réponse à un impact	Exponentielle
Aléatoire	Hanning

**Tableau 3.17.** Choix des fenêtres

### 3.4. Analyse modale expérimentale (A.M.E.) :

Une structure peut être caractérisée à partir des plans (formes, dimensions), des matériaux qui la composent (modules d'élasticité, masses volumiques, viscosité interne), et des liaisons entre éléments.

On peut aussi vis-à-vis de son comportement mécanique la caractériser par une représentation équivalente en terme de fréquences propres et déformées propres, qui sont des grandeurs spécifiques de la structure[34].

C'est pourquoi il est important de savoir les déterminer. On dispose pour cela d'un certain nombre de méthodes basées sur la réponse de la structure à des forces d'excitation sinusoïdales, impulsionnelles et aléatoires. C'est une méthode d'analyse qui se propose de déterminer les caractéristiques d'une structure : fréquences propres, déformées, modales, fonction de transfert. Nous avons vu précédemment que les réponses d'une structure peuvent être obtenues de différentes manières (balayage sinusoïdal, force aléatoire, chocs). On dispose alors des fonctions de transfert en N endroits sur la structure.

#### 3.4.1. Mesure des fonctions de transfert :

La mesure des fonctions de transfert  $A/F$  dans le domaine des fréquences donne l'information sur les fréquences de résonance.

La technique consiste à choisir un point de l'impact dont l'auto spectre de la force est représenté par une droite sur toute la gamme de fréquence considérée.

Puis en déplaçant l'accéléromètre, en chaque endroit choisit, on enregistre le rapport de la réponse sur la force en chaque endroit. La réponse peut être soit en accélération, en vitesse ou en déplacement. Ensuite on analyse le signal en chaque point et à chaque fréquence.

Pour chaque point de mesure, on obtient une fonction de transfert différente. Les fréquences doivent être les mêmes pour chaque point de mesure, mais les amplitudes sont différentes car elles caractérisent la déformée de la structure au point considéré.

Une fois que les fonctions de réponse en fréquence  $H(j\omega)$  ont été obtenues, on les utilise pour extraire les paramètres modaux. La tâche consiste à mesurer les fréquences de résonance, les coefficients d'amortissement et les amplitudes modales associées à chaque pic de la FRF mesurée. Une grosse inconnue est le nombre de degrés de liberté à considérer[34]. Une méthode est, dans une gamme de fréquence déterminée, de compter le nombre de fréquences de résonance. La méthode SDOF (single degree of freedom) fait l'hypothèse que chaque pic peut être analysé indépendamment l'un de l'autre et qu'à une fréquence de résonance donnée, les autres modes ont peu d'influence. Aussi chaque pic se comporte comme 1 seul degré de liberté.

### 3.4.2. Cohérence des signaux mesurés :

Tout signal mesuré est contaminé par du bruit. La confiance dans la quantité mesurée est accrue en faisant la moyenne de plusieurs essais identiques.

En signal aléatoire, le PSD de la force peut être relié au PSD de la réponse par la fonction de réponse en fréquence.

$$S_{xx}(\omega) = |H(\omega)|^2 \cdot S_{ff}(\omega) \quad (3.42)$$

La densité spectrale croisée s'exprime par :

$$S_{xf}(\omega) = (1/2\pi) \int_{-\infty}^{+\infty} R_{xf}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (3.43)$$

Où  $R_{xf}(\tau)$  est la fonction de corrélation croisée :

$$R_{xf}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^{\tau} x(t) f(t + \tau) dt \quad (3.44)$$

Les fonctions de densité spectrale permettent le calcul de la fonction de réponse en fréquence par deux relations.

$$S_{fx} = H(j\omega) \cdot S_{ff}(\omega) \quad (3.45)$$

$$\text{Et } S_{xx} = H(j\omega) \cdot S_{xf}(\omega) \quad (3.46)$$

Comme on peut calculer  $H(j\omega)$  de deux façons, on peut vérifier la validité des résultats obtenus.

$$H(j\omega) = S_{xf}(\omega) / S_{ff}(\omega) \quad (3.47)$$

$$H(j\omega) = S_{xx}(\omega) / S_{xf}(\omega) \quad (3.48)$$

On définit la cohérence  $\gamma^2$  comme le rapport de l'équation 3.47 sur l'équation 3.48.

$$\gamma^2 = |S_{xf}(\omega)|^2 / S_{xx}(\omega) S_{ff}(\omega) \quad (3.49)$$

Cette fonction varie entre 0 et 1

Si on obtient une valeur nulle, le signal est bruité ; si on obtient une valeur unitaire, le signal est pur.

Il faut que  $\gamma^2 > 0.75$  près des résonances pour conserver la valeur valide.

Il est normal d'avoir de faibles valeurs aux anti-résonances puisqu'à cette fréquence, la structure ne répond pas à la force.

### 3.4.3. Recherche des fréquences propres :

Pour chaque point de mesure, on doit analyser l'amplitude de la fonction de transfert et sa phase à chaque fréquence. La résonance est caractérisée par une amplitude maximale et une variation de phase.

En déplacement ou accélération, la phase entre la réponse et la force est  $90^\circ \pm 180^\circ$ .

En vitesse, la phase est  $0^\circ \pm 180^\circ$ .

L'analyse modale va consister, d'abord à éliminer une partie du bruit en considérant les  $K$  modes de la structure qui ont les mêmes fréquences en tout point de la structure et en éliminant les autres fréquences[34].

C'est la phase de lissage, ou d'identification, qui va conduire à l'identification des paramètres caractéristiques de la structure.

### 3.4.4. Méthodes de mesure d'amortissement :

Pour l'analyse de l'amortissement, on peut choisir les points les plus significatifs de la structure (ventres) et analyser seulement les courbes correspondantes.

L'amortissement peut être mesuré soit [35]:

- à partir des fréquences  $f_1$  et  $f_2$  qui correspondent à la règle des 3 dB (demi-puissance ou bande passante),
- à partir des parties réelles et imaginaires du signal
- à partir du décrétement logarithmique (à partir du signal temporel mesuré).
- à partir des courbes réelles versus imaginaire (Nyquist).

### 3.4.4.1. Méthode 1 : Amplification maximale :

L'amplification d'un système à 1ddl fig.3.45 peut être exprimée comme :

$$X/X_{st} = 1/[(1 - r^2)^2 + (2r\zeta)^2]^{1/2} \quad (3.50)$$

Où  $r$  : représente le rapport des fréquences sur la fréquence de résonance.

$$r = \omega / \omega_n \quad (3.51)$$

L'amplification à la résonance  $Q$  peut être évaluée par la relation suivante :

$$Q = |X/F|(f_n) / |X/F|(0) \quad (3.52)$$

Où :

$|X/F|(f_n)$  : compliance à la fréquence de résonance  $f_n$  Lorsque la phase est de 90 degrés.

Et :

$|X/F|(0)$  : compliance statique à la fréquence zéro.

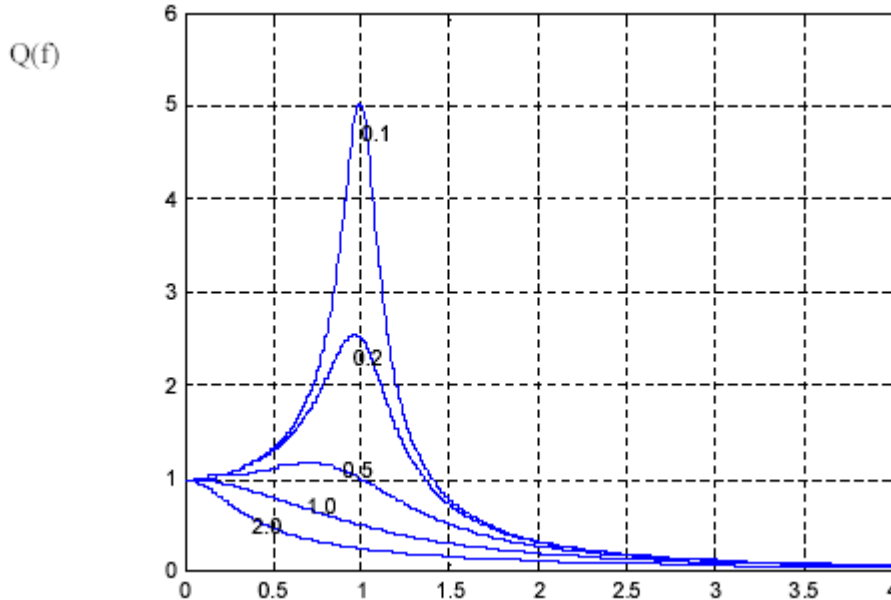


Figure.3.45. Amplification d'un système

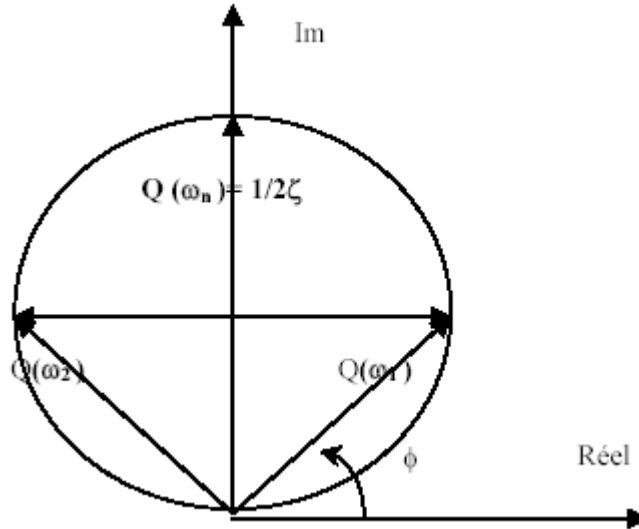
Le rapport d'amortissement peut être estimé approximativement comme :

$$\zeta = 1 / 2 . Q \quad (3.53)$$



### 3.4.4.2. Méthode 2 : Bande passante :

Si on combine l'amplification  $Q(\omega) = X / F/K$  et  $\omega$  sur un diagramme polaire en fonction de  $\omega$ , on obtient un cercle appelé NYQUIST fig.3.46.



**Figure 3.46.** Cercle de Nyquist

L'amplitude  $Q$  correspondant à une phase de 90 degrés correspond à  $\omega_n$  et est égale à  $1/2\zeta$ . Le vecteur correspondant correspond donc au maximum de la partie imaginaire et à la valeur nulle de la partie réelle du signal.

D'autre part, on a les relations, d'après les relations sur le cercle:

$$Q(\omega_1)^2 = Q(\omega_2)^2 = Q(\omega_n)^2 / 2 = 1/8\zeta^2 \quad (3.54)$$

Cherchons à quoi correspondent ces 2 amplitudes qui représentent les valeurs maximales négatives et positives de la partie réelle du signal.[35]

$$X/X_{\text{stat}} = 0.707 (1/2\zeta) \quad (3.55)$$

$$1/2 (1/2\zeta)^2 = 1 / [1 - (1 - (\omega/\omega_n)^2)^2 + (2(\omega/\omega_n)\zeta)^2]^2 \quad (3.56)$$

ou  $1/8\zeta^2 [1 + (\omega/\omega_n)^4 - 2(\omega/\omega_n)^2 + 4\zeta^2(\omega/\omega_n)^2] = 1 \quad (3.57)$

$$\Rightarrow (\omega/\omega_n)^4 - 2(1 - 2\zeta^2)(\omega/\omega_n)^2 (1 - 8\zeta^2) = 0 \quad (3.58)$$

$$\Rightarrow (\omega/\omega_n)^2 = 1 - 2\zeta^2 \pm 1/2 [4(1 - 2\zeta^2)^2 - 4(1 - 2\zeta^2)^2]^{1/2} \quad (3.59)$$

$$\Rightarrow (\omega/\omega_n)^2 = 1 - 2\zeta^2 \pm 2\zeta(1 - \zeta^2)^{1/2} \quad (3.60)$$

Si l'amortissement est faible, on peut simplifier l'équation 3.60 en considérant  $\zeta^2 \ll \zeta$ .

$$(\omega / \omega_n)^2 \approx 1 \pm 2\zeta \quad (3.61)$$

On pose :

$$(\omega_2 / \omega_n)^2 \equiv 1 + 2\zeta \quad (3.62)$$

$$(\omega_1 / \omega_n)^2 \equiv 1 - 2\zeta \quad (3.63)$$

En soustrayant 3.63 de 3.62, on trouve :

$$(\omega_2 / \omega_n)^2 - (\omega_1 / \omega_n)^2 \equiv 4\zeta = (\omega_2 + \omega_1) (\omega_2 - \omega_1) / \omega_n^2 \quad (3.64)$$

On pose :

$$\omega_2 = \omega_n + \Omega \quad (3.65)$$

$$\omega_1 = \omega_n - \Omega \quad (3.66)$$

L'équation 3.64 donne : (3.67)

$$\zeta = \Omega / \omega_n$$

En fait, à cause des incertitudes, on pose :

$$\Omega = \Delta / 2 = (\omega_2 - \omega_1) / 2 \quad (3.68)$$

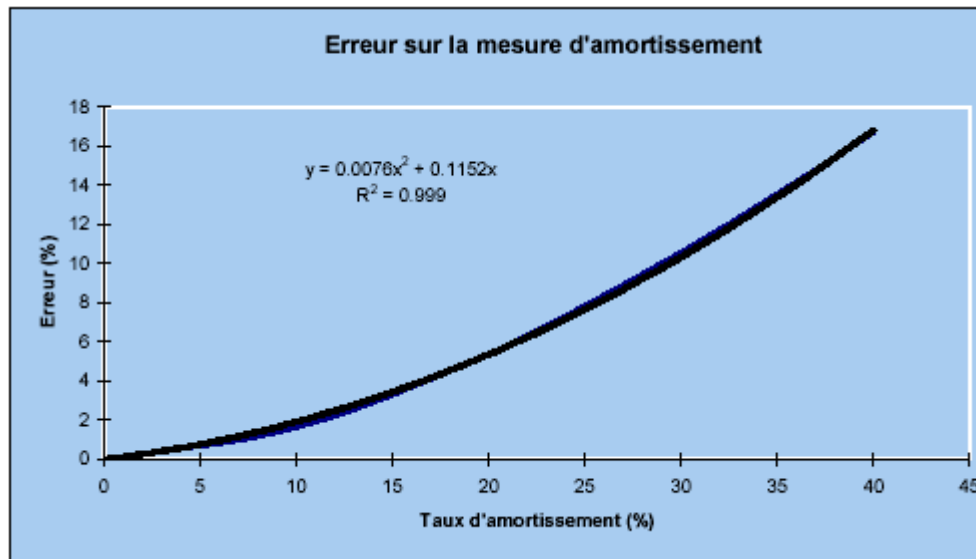
$\Delta$  : est appelée la bande passante, puisque la puissance de la vibration correspondante est la moitié de la puissance maximale.

Les deux fréquences supérieures  $\omega_2$  et inférieures  $\omega_1$  à la fréquence de résonance  $\omega_n$ , correspondant à 70% de l'amplitude maximale définissent la bande passante

Le taux d'amortissement  $\zeta$  peut être évalué comme :

$$\zeta = (\omega_2 - \omega_1) / 2 \omega_n \quad (3.69)$$

En fait, l'équation 3.61 n'est qu'une approximation de l'équation 3.60 et surestime l'amortissement. La fig.3.47 montre l'erreur d'estimation que l'on fait en appliquant l'équation 3.69, en fonction du rapport d'amortissement. On peut considérer que l'erreur d'estimation est inférieure à 5% pour des amortissements inférieurs à 15%.

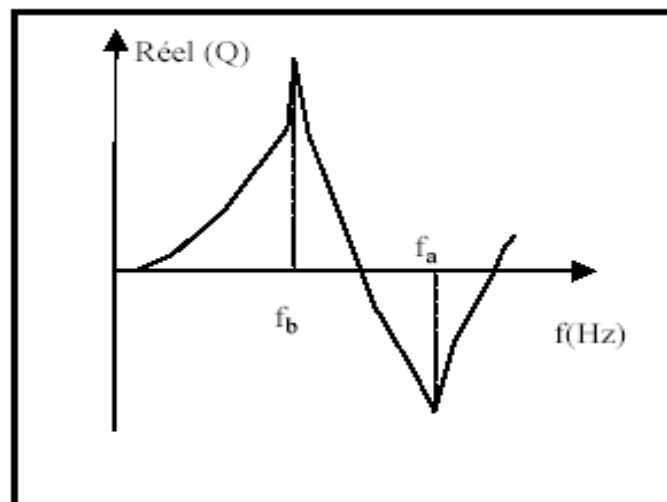


**Figure.3.47.** Erreur d'estimation de l'amortissement

### 3.4.4.3. Méthode 3 : partie réelle du signal :

D'après la figure du Nyquist, les fréquences de la bande passante correspondent aux valeurs minimales et maximales de la partie réelle du signal d'amplification  $Q$  si on a considéré le déplacement ou l'accélération ou de la partie imaginaire du signal si on a considéré la vitesse.

$$Q = [ (f_a / f_b)^2 + 1 ] / [ (f_a / f_b)^2 - 1 ] \quad (3.70)$$

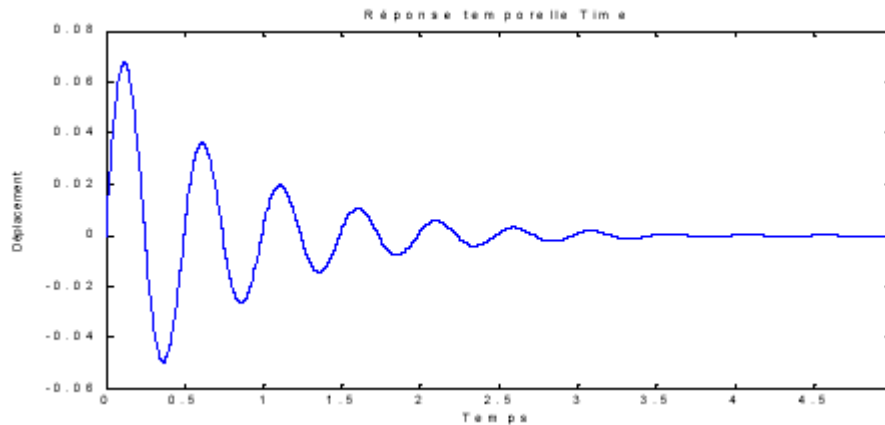


**Figure.3.48.** Partie réelle du signal d'amplification (A/F)

### 3.4.4.4. Méthode du décrétement logarithmique :

Cette méthode ne s'applique que pour les systèmes qui ne vibrent qu'à une seule fréquence.

Considérons un mouvement libre due à un impact fig.3.49.



**Figure 3.49.** Mouvement libre

On à :

$$\delta = \ln (X_i / X_{i+1}) = (1 / n) \ln [ X_i / (X_i + n) ] \quad (3.71)$$

Où les X sont pris aux points de tangence avec l'enveloppe de la courbe et représentent approximativement les maximales de mouvement ;

$$\begin{aligned} \delta &= \ln [ e(-\xi \cdot \omega_n \cdot t) / e(-\xi \cdot \omega_n \cdot (t + T)) ] = \ln e(\xi \cdot \omega_n \cdot T) \\ &= (1 / n) \ln e(\xi \cdot \omega_n \cdot n \cdot T) = \xi \cdot \omega_n \cdot T \end{aligned} \quad (3.72)$$

En insérant l'expression pour :

$$T = 2\pi / \omega_n (1 - \xi^2)^{1/2} \quad (3.73)$$

Le rapport d'amortissement peut être évalué d'après la mesure du décrétement logarithmique selon l'équation suivante :

$$\delta = 2 \pi \xi / (1 - \xi^2)^{1/2} \approx 2 \pi \xi, \text{ si } \xi \text{ petit, disons } < 0.3 \quad (3.74)$$

### 3.5. Conclusion :

On applique la méthode de l'A.M.E. pour:

- Trouver le modèle mathématique de l'accéléromètre et sa simulation.
- Traitement complet du signal de sortie de l'accéléromètre
- Calcul de cohérence (fonction de transfert) .

A partir du modèle mathématique, on détermine l'équation du module de mouvement relatif et l'erreur de mesure de l'accéléromètre en fonction du taux d'amortissement et le rapport de fréquence, de cela on peut dire que:

- L'erreur de mesure dépend de l'amortissement interne de l'accéléromètre
- Il faut un amortissement de 65% pour limiter l'erreur à 1%.
- Pour obtenir des valeurs correctes, il faut que la fréquence relative du mouvement soit inférieure à la fréquence naturelle de l'accéléromètre ( $\omega \ll \omega_n$ )

## Conclusion générale

L'analyse des vibrations est sans doute la technique la plus diversifiée et celle qui permet, sur les machines tournantes, d'aller le plus loin dans le diagnostic.

Toute machine en fonctionnement produit un degré de vibration généré par ses mouvements rotatifs ou linéaires. Des petits niveaux de vibration ambiante sont parfaitement acceptables.

Pour évaluer le niveau de vibration, nous proposons dans ce travail d'utiliser l'accéléromètre.

Un accéléromètre reçoit des vibrations dans son plan de sensibilité et génère une sortie électrique proportionnelle à l'intensité de la vibration.

La sortie de l'accéléromètre, c'est un signal électrique temporel, ce dernier est transformé en signal fréquentiel en utilisant l'analyseur FFT.

Les analyseurs de vibration ont pour but de donner l'information fréquentielle contenue dans un signal, Il est donc essentiel de comprendre les opérations de traitement de signal afin de sélectionner les paramètres adéquats.

L'application de la méthode de l'analyse modale expérimentale (L.M.E), nous permet de :

- Proposer un modèle mathématique d'un accéléromètre et en effet un programme de simulation de ce modèle. La simulation nous aide à calculer le module de mouvement relatif et leurs erreurs de mesure et permet de choisir la gamme de fréquence proportionnelle à l'accéléromètre et le facteur d'amortissement.
- Traité le signal de sortie de l'accéléromètre (signal électrique temporel), à partir de l'application de toutes les opérations de traitement de signal à l'aide des programmes que nous avons réalisés (la génération des signaux, décomposition des signaux, calcul du spectre de signal, pondération des signaux).

Le but de la conversion du signal du domaine temporel au domaine fréquentiel est d'identifier les paramètres du signal.

Dans ce travail nous avons déterminé aussi le module du mouvement relatif, l'erreur de mesure, la fréquence naturelle de l'accéléromètre et sa gamme de fréquence pour pouvoir choisir l'accéléromètre qui convient à une application déterminée.

Dans les travaux futurs, il est aussi important d'étudier la fiabilité de l'accéléromètre qui peut aider à déterminer les niveaux de vibration avec une grande précision.

# Sommaire

Introduction.....	1
-------------------	---

## Chapitre 1 : Théorie sur les vibration

Introduction.....	3
1.1. L'analyse vibratoire, un outil privilégié pour la maintenance conditionnelle .....	5
1.2. Théorie des vibration.....	6
1.2.1 Introduction .....	6
1.3. notion de la vibration .....	6
1.3.1. naissance d'une vibration .....	6
1.3.2. évaluation du niveau de vibration .....	7
1.4. grandeurs associées à l'amplitude d'une vibration.....	8
1.5. Les informations utiles .....	9
1.5.1. Les types de vibrations .....	9
1.5.2. Les paramètres caractéristiques.....	9
1.5.2. Les paramètres caractéristiques .....	10
1.6. Technique particulière : la démodulation.....	11
1.6.1. Fonctionnement de cette technique .....	11
1.7. calcul du temps de mesure .....	14
1.7.1. Durée de collecte du signal temporel.....	14
1.7.2. Configuration des mesures. ....	16
Conclusion.....	18

## Chapitre 2 : capteur de vibration (accéléromètre)

2.1. Introduction.....	19
2.2. Le capteur.....	19
2.2.1. Modèle d'un instrument de mesure.....	19
2.2.2. les capteurs de vibration.....	19
2.2.3. La chaîne de mesure.....	22
2.2.4. Capteurs intégrés.....	24
2.2.5. Le capteur « système intelligent ».....	24
2.2.6. Intérêt des traitements embarqués.....	25
2.2.7. Fusion de données multicapteurs.....	26
2.2.8. Traitement de signal.....	26
2.2.9. Le signal émis.....	27
2.2.10. A propos du choix d'un capteur.....	27
2.3. Accéléromètres piézoélectriques.....	28
2.3.1. Principe de fonctionnement.....	28
2.3.1.1. Accéléromètres piézoélectriques à compression (fig.2.11).....	28
2.3.1.2. Accéléromètres piézoélectriques à cisaillement (fig.2.12).....	29
2.3.1.3. Accéléromètres piézoélectriques à montage en port-à-faux.....	30
2.3.2. Caractéristiques métrologiques.....	30
2.3.2.1. Sensibilité et réponse en fréquence.....	30

2.3.2.2. Etendue de mesure (E.M.), linéarité.....	32
2.3.3. Grandeurs d'influence.....	33
2.3.3.1. Température.....	33
2.3.3.2. vieillissement.....	34
2.3.3.3. Bruit dus au câble de liaison.....	34
2.3.3.4. Bruits dus à la pression acoustique ambiante.....	34
2.3.3.5. Décalage de zéro.....	35
2.4. Conclusion .....	35

### **Chapitre 3 : Analyse modal, modélisation et simulation d'un accéléromètre**

3.1. Introduction de l'AME.....	36
3.2. Systèmes de mesure et modélisation.....	37
3.2.1. Excitation.....	38
3.2.1.1. Excitateur électrodynamique.....	38
3.2.1.2. Vérin hydraulique.....	39
3.2.1.3. Excitation harmonique.....	39
3.2.1.4. Excitation par une force aléatoire connue.....	40
3.2.1.5. Excitation par choc.....	41
3.2.1.6. Marteau d'impact.....	42
3.2.1.7. Effet de l'embout du marteau.....	42
3.2.2. modélisation de l'accéléromètre.....	43
3.2.2.1. programme du module de mouvement relatif de l' accéléromètre.....	45
3.2.2.2. programme de l'erreurs de mesure de l' accéléromètre.....	48
3.2.2.3. programme de simulation de module de mouvement relatif et l'erreurs de mesure d'un accéléromètre.....	52
3.2.2.4. Gamme de fréquence des accéléromètres.....	55
3.2.2.5. Principes de conception d'un accéléromètre.....	56
3.2.3. Capteur de force.....	57
3.2.4. Amplificateur conditionneur.....	57
3.3. Traitement du signal.....	58
3.3.1. Décomposition d'un signal en série de Fourier.....	58
3.3.1.1. programme de signal périodique et décomposition des signaux en série de Fourier...58	
3.3.1.2. programme de génération des signaux.....	63
3.3.1.3. programme de l'approximation des signaux.....	71
3.3.1.4. Valeur efficace du spectre.....	74
3.3.1.5. Forme exponentielle.....	75
3.3.2. Transformée de Fourier.....	75
3.3.3. échantillonnage des signaux.....	77
3.3.3.1. programme d'échantillonnage d'un signal.....	77
3.3.3.2. Phénomène de recouvrement.....	81
3.3.3.3. Théorème de Shannon.....	82
3.3.3.4. Principe d'incertitude de Heisenberg.....	83
3.3.4. Transformée discrète de Fourier.....	84
3.3.4.1. programme de le calcul du spectre de signal.....	85
3.3.5. Effet du fenêtrage.....	89
3.3.5.1 logiciel de la pondération des signaux par différentes fenêtres de pondération.....	90
3.3.5.2. Recommandations pour le choix du type de fenêtre.....	94
3.4. Analyse expérimentale.....	95
3.4.1. Mesure des fonctions de transfert.....	95



3.4.2. Cohérence des signaux mesurés.....	96
3.4.3. Recherche des fréquences propres.....	97
3.4.4. Méthodes de mesure d'amortissement.....	97
3.4.4.1. Méthode 1 : Amplification maximale.....	98
3.4.4.2. Méthode 2 : Bande passante.....	99
3.4.4.3. Méthode 3 : partie réelle du signal.....	101
3.4.4.4. Méthode du décréement logarithmique.....	102
3.5.Conclusion.....	103

Conclusion générale.....	104
--------------------------	-----

Bibliographie.....	105
--------------------	-----

Annexe.....	
-------------	--

## Liste des figures :

N°	Figure	p
1.1	l'organigramme de Les stratégies de maintenance	4
1.2	enregistrement du diagramme (Amplitude-Temps).	7
1.3	les relations entre la valeur crête à crête	7
1.4	grandeurs associées à l'amplitude d'une vibration	8
1.5	organigramme de différents types de vibration	9
1.6	représente les paramètres caractéristiques	9
1.7	le paramètre à mesurer dépendra de la fréquence	10
1.8	Une haute fréquence $f$ est modulée par une basse fréquence $f_{mod}$	11
1.9	un redressement du signal temporel	12
1.10	la valeur DC de l'enveloppe	12
1.11	le signal qui travers un filtre passe-haut	13
1.12	application d'un filtre passe-haut	13
1.13	Redressement du signal temporel	13
1.14	Détection de pics et filtrage DC	14
1.15	échantillonnage de la fréquence	15
1.16	L'échantillonnage du signal a pour effet de créer artificiellement	16
2.1	la fonction essentielle du capteur	20
2.2	La Chaîne de mesure	23
2.3	Coupes d'accéléromètres piézoélectriques à compression axiale	28
2.4	Constitution des accéléromètres piézoélectriques à cisaillement	29
2.5	principe d'un accéléromètre piézoélectrique à montage en porte-à-faux	30
2.6	Réponse en fréquence d'un accéléromètre piézoélectrique	32
3.1	Utilisation de l'AME	36
3.2	Chaîne de mesure	37
3.3	Réponse en fréquence	38
3.4	Excitateur électrodynamique	39
3.5	Signal harmonique	39
3.6	Balayage en fréquence	40
3.7	Vibration aléatoire	41
3.8	Impact de Dirac	41
3.9	Impact réel	41
3.10	Marteau d'impact	42
3.11	Effet du choix de l'embout du marteau	43
3.12	Modélisation de l'accéléromètre	43
3.13	organigramme de programme du module de mouvement relatif	46
3.14	Module du mouvement relatif en fonction de $\zeta$ (résultat de simulation)	47
3.15	organigramme du programme de l'erreur de mesure d'accéléromètre	50
3.16	l'erreur de mesure d'un accéléromètre (résultat de simulation).	51
3.17	organigramme du programme de simulation de l'accéléromètre	53
3.18	Réponse en fréquence de l'accéléromètre	55
3.19	Effet d'amplification de l'accéléromètre	55
3.20	Organigramme du programme du signal périodique et décomposition des signaux	61
3.21	Signal périodique (résultat de simulation)	62
3.22	Décomposition des signaux (résultat de simulation).	62
3.23	l'organigramme du programme de génération des signaux.	65

3.24	résultats du programme de génération des signaux (pour le choix 1)	66
3.25	résultat du programme de génération des signaux (pour le choix 2).	67
3.26	résultat du programme de génération des signaux (pour le choix 3).	68
3.27	résultat du programme de génération des signaux (pour le choix 4).	69
3.28	résultat du programme de génération des signaux (pour le choix 5).	70
3.29	Organigramme du programme de l'approximation des signaux	73
3.30	résultat du programme de l'approximation des signaux	74
3.31	Exemple de signal non périodique	76
3.32	Organigramme de logiciel de l'échantillonnage d'un signal	78
3.33	échantillonnage du signal (résultat du programme de l'échantillonnage d'un signal)	79
3.34	Principe d'échantillonnage	80
3.35	Effet de l'échantillonnage sur l'analyse fréquentielle	81
3.36	Exemple du phénomène de recouvrement	82
3.37	Organigramme de programme de calcul de spectre de signal	86
3.38	spectre fréquentiel d'un signal (résultats du programme calcul du spectre de signal)	88
3.39	Signal sans erreur de troncation	89
3.40	Signal tronqué	89
3.41	Organigramme du programme de la pondération des signaux	91
3.42	le signal temporel d'entrée (résultat de simulation)	93
3.43	le signal pondéré par la fenêtre rectangulaire (résultat de simulation)	93
3.44	le spectre de signal pondéré par la fenêtre rectangulaire (résultat de simulation)	94
3.45	Amplification d'un système	98
3.46	Cercle de Nyquist	99
3.47	Erreur d'estimation de l'amortissement	101
3.48	Partie réelle du signal d'amplification (A/F)	101
3.49	Mouvement libre	102

**Liste des tableaux :**

<b>N°</b>	<b>Tableau</b>	<b>p</b>
3.1	paramètres d'entrée du programme de module de mouvement relatif	45
3.2	paramètres d'entrée du programme de l'erreurs de mesure d'un accéléromètre.	49
3.3	paramètres d'entrée du programme de simulation	52
3.4	les résultats de l'application du programme de la simulation	54
3.5	paramètres d'entrée d'un signal périodique	59
3.6	paramètres d'entrée d'un signal décomposé	60
3.7	les paramètres d'entrée du programme (pour le choix 1)	66
3.8	les paramètres d'entrée du programme (pour le choix 2)	67
3.9	les paramètres d'entrée du programme (pour le choix 3)	68
3.10	les paramètres d'entrée du programme (pour le choix 4)	69
3.11	les paramètres d'entrée du programme (pour le choix 5)	70
3.12	Paramètres d'entrées du programme de l'approximation des signaux	72
3.13	Paramètres d'entrées du programme de l'échantillonnage d'un signal (le choix (1))	79
3.14	Paramètres d'entrées du programme de l'échantillonnage d'un signal (le choix (2))	84
3.15	les paramètres d'entrée du programme de calcul du spectre de signal	87
3.16	les paramètres d'entrée du programme de pondération des signaux	92
3.17	Choix des fenêtres	95

## Références:

### *Chapitre .1.*

[1] O.P.U La maintenance industrielle « S.Bensaada, D.Feliachi »

[2] R.Bigret et J-L.Féron « Diagnostic- maintenance disponibilité de machines tournantes » MASSON 1995.

[3] SCHENCK S . A Vibrations Equilibrage sur site , Applications à la maintenance conditionnelle Février 1994

[4] A. BOULENGER et CH. PACHAUD – Surveillance des machines par analyse des vibrations – AFNOR 1998

[5] (Acoustique- vibration)Analyse vibratoire des machines tournantes

[6] Des forges X., Méthodologies de surveillance en fabrication mécanique. Application de capteur intelligent à la surveillance d'axe de machine outil, janvier 99.

[7] Rasolofondraire L., Mise en œuvre des méthodes paramétriques adaptatives pour la surveillance d'une machine de production par analyse vibratoire. Thèse de doctorat de l'université de Reims Champagne- Ardenne. Décembre 95 à Reims.

[8] Edition O.P.U Maintenance industrielle Dr TAIBI Mohamed 1998 .

### *Chapitre .2.*

[9] G.Asch et al « Acquisitions de données , du capteur à l'ordinateur » Dunod, 1999

[10] M.Soutif , « Rapport sur l'industrie des instruments de mesure», Ministère de la recherche , Paris , 1982 .

[11] D. Placko et al . « mesure et instrumentation – Du composant élémentaire au système » , Vol.2 , éditions Hermès , 2000 , pp.264-280.

[12] Giachino, « Smart sensor » , Sensors and actuators , n°10 , pp 239-248, elsevier science , 1986

[13] J.M. Favennec , “ Smart sensor in industry “ , J.Phys .E: Sci . instrum , 20, 1987, pp. 1087.

[14] CIAME , « livre Blanc : les capteurs intelligents, réflexions des utilisateurs », CIAME AFCET, 1987.

[15] G.C.Peterson , « selecting the right industrial network », Control Engineering international , pp 43-46, 1998.

[16] J.P. Thomesse, « Fieldbuses and interoperability » , Control Engineering Practice 7, 1999, pp.81-94.

[17] G. Fagés , „ les bus de terrains » , Collection technique, Schneider, 1996.

[18] D. Paret , “ le bus CAN, description, de la théorie à la pratique” , Dunod , 1996.

[19] D. Paret , “ le bus CAN,Application CAL , CANopen , DeviceNet, OSEK, SDS », Dunod , 1999.

[20] CIAME (collectif) , « réseaux de terrains- description et critères de choix », Hermès , 1999

[21] G.Asch et al « les capteurs en instrumentation industrielle »,5me édition , Dunod, 1998.

### *Chapitre .3.*

[22]. Archambault R., Getting more out of vibration signals using the logarithmic scale, 1e IMMDC, 1989, p 568.

[23]. Arquès P., Diagnostic prédictif de l'état des machines, Masson, 1996, 269 p.

[24]. Boulenger A. et Pachaud C., Diagnostic vibratoire en maintenance preventive, Dunod, 1998.

[25]. Gade S. and Herlufsen H., Use of weighting functions in FFT analysis, Bruel and Kjaer Technical review, No 3, 1987.

[26]Orfanidis, S.J. Introduction to Signal Processing. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1996.

- [27]. Biran N. & Breiner M., Matlab 5 for engineers, Addison-Wesley, 1999, 687 p.
- [28]. ISO/DIS 13374, Surveillance et diagnostic des machines. Traitement, échange et présentation des données.
- [29]. ISO/AW1 18431, Méthodes de traitement de signal en vue de l'analyse des vibrations et chocs mécaniques non stationnaires.
- [30]. Lamarche L., 1999, Automatisation et contrôle, notes de cours, ETS
- [31] Frédéric de Coulon , volume 4 , 1998, théorie et traitement des signaux
- [32] . Safizadeh, M.-S., Lakis, A.A. et Thomas, M, 2000, Using Short Time Fourier Transform in Machinery Fault Diagnosis, International Journal of Condition Monitoring and Diagnosis Engineering Management (COMADEM), 3 (1), pp 5-16.
- [33] Oppenheim, A.V., and R.W. Schafer, Discrete-Time Signal Processing. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1989.
- [34]. Steinberg: vibration for electronic equipment
- [35]. Oppenheim A.V. and Shafer R.W., 1975, Digital signal processing, Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall.

## Annexe :

### Les grandeurs physiques :

N	symbole	Destination
1	$S_1$	sensibilité mécanique du système à masse sismique
2	$S_2$	sensibilité électrique du capteur piézoélectrique
3	d	constante piézoélectrique
4	c	raideur de l'élément sensible
5	Z	le mouvement relatif de l'accéléromètre
6	Y	l'amplitude de mouvement
7	$\xi$	le taux d'amortissement
8	$\omega_n$	la fréquence naturelle de l'accéléromètre
9	$\omega$	la fréquence relative
10	$\omega/\omega_n$	le rapport de fréquence
11	E	l'erreur de mesure de l'accéléromètre
12	T	La période de signal
13	a	L'amplitude de signal
14	f	La fréquence de signal
15	$\varphi$	Le déphasage de signal
16	t	Le temps
17	Te	La période de l'échantillonnage
19	Tmax	Le temps maximal
20	N	Nombre d'échantillons
21	w	la forme d'onde en dents de scie
22	$w_d$	la forme d'une vibration libre sous l'effet de conditions initiales
23	z	le facteur d'amortissement d'une vibration libre sous l'effet de conditions initiales
24	$x_0$	déplacement initial
25	$v_0$	vitesse initiale
26	$f_e$	la fréquence de l'échantillonnage
27	$S_{xx}(\omega)$	la fonction de réponse en fréquence
28	$H(j\omega)$	fonctions de réponse en fréquence
29	$S_{xf}(\omega)$	La densité spectrale croisée
30	$R_{xf}(\tau)$	la fonction de corrélation croisée
31	$\gamma^2$	la cohérence
32	r	le rapport des fréquences sur la fréquence de résonance
33	Q	L'amplification à la résonance
34	$ X/F $	compliance à la fréquence de résonance $f_n$ Lorsque la phase est de 90 degrés.



	$(f_n)$	
35	$ X/F $ $(0)$	compliance statique à la fréquence zéro
36	$\Omega$	L'incertitude
37	$\Delta$	la bande passante
38	$\zeta$	Le taux d'amortissement

### Programmation :

```

% Génération de signaux périodiques:
% Harmonique pure
% Somme d'harmoniques
% Onde rectangulaire
% Onde en dents de scie
% Vibration libre sous l'effet de conditions initiales
% ghemari zine, département de électromécanique, 2006
disp(' ');
disp(' Génération de signaux périodiques ');
disp(' ');
x=0:N-1;
k=choix('Choix du signal d'entrée','cosinus pur','somme
de sinus', ...
'onde rectangulaire','Onde en dents de scie','entrée
manuelle des données','impulsion transitoire');
if k == 1
X=0;
disp(' ');
a=input('Entrez l'amplitude (X) du cosinus: ');
X= a*cos(2*pi*f*x*Te);
end
if k == 2
nharm=input('entrez le nombre d'harmoniques: ');
a=1:nharm;
f=1:nharm;
phi=1:nharm;
X=0;
for i=1:nharm
fprintf('\n')
fprintf(' Harmonique # %g :\n ',i)
a(i)=input('entrez l'amplitude de l'harmonique: ');
f(i)=input('entrez la fréquence de l harmonique: ');
phi(i)=input('entrez la phase de l harmonique(en degrés):
');
phi(i)=phi(i)*pi/180;
X=X+a(i)*sin(2*pi*f(i)*x*Te+phi(i));
end
end
if k == 3
a=input('entrez l'amplitude (A) du palier. ');

```

```

X=a*square(2*pi*f*x*Te);
end
if k == 4
X=0;
disp(' ');
a=input('entrez l`amplitude (A) de l onde triangulaire:
');
fprintf('Entrez la forme de l onde en dents de scie W');
W=choix('Choix de la forme de l onde triangulaire',...
'génère une descente verticale','génère une onde
symétrique','génère une montée verticale');
if W==2
W=W/4;
end
if W==3
W=W/300;
end
X=a*sawtooth(2*pi*f*x*Te,W);
end
if k==5
z=input('Entrez le facteur d amortissement, z= ');
x0=input('Entrez le déplacement initial, x0= ');
v0=input('Entrez la vitesse initiale, v0= ');
w=2*pi*f;
wd=w*sqrt(1-z^2);
t=x*Te;
if z < 1
A=sqrt(((v0+z*w*x0)^2+(x0*wd)^2)/wd^2);
phi=atan2(x0*wd,v0+z*w*x0);
X=A*exp(-z*w*t).*sin(wd*t+phi);
elseif z==1
a1=x0;
a2=v0+w*x0;
X=(a1+a2*t).*exp(-w*t);
else
a1=(-v0+(-z+sqrt(z^2-1))*w*x0)/2/w/sqrt(z^2-1);
a2=(v0+(z+sqrt(z^2-1))*w*x0)/2/w/sqrt(z^2-1);
fprintf('a1= %.3g\n',a1);
X=exp(-z*w*t).*(a1*exp(-w*sqrt(z^2-
1)*t)+a2*exp(w*sqrt(z^2-1)*t));%(1.41)
end
end
subplot(211);
plot(x*Te,X);
title('Signal temporel d entrée');
ylabel('Amplitude');
xlabel('temps (sec)');
text (.65,.05,'pressez <ENTER> pour continuer','sc');
disp(' ');
fprintf('Visualisez la figure. ');
disp(' ');

```

```

fprintf('Pressez <> après avoir visualisé la figure. ');
pause
function k = choix(s0,s1,s2,s3,s4,s5,s6,s7)
% Choix génère un menu de choix
% Le numéro choisit est reporté dans le programme.
disp(' ')
disp(['----- ',s0,' -----'])
disp(' ')
for i=1:(nargin-1)
disp([' ',int2str(i),' ) ',eval(['s',int2str(i)])])
end
disp(' ')
k = input('Choisissez un numéro: 52');

% échantillonnage des signaux
disp(' ');
disp(' échantillonnage des signaux ')
disp(' ');
f=input('Entrez la fréquence maximale (f) du signal en
Hz: ');
disp(' ');
disp('Quelle fréquence d'échantillonnage choisissez vous?
(Hz)');
fe=input('On recommande un facteur de 10, fe= ');
disp(' ');
Te=1/fe;
fprintf('La période d échantillonnage est Te=1/fe= %g
sec.\n',Te)
disp(' ');
N=input('Nombre d'échantillons N? N= ');
disp(' ')
fprintf('Le temps total d'observation Tmax est de N*Te =
%g sec. \n\n',N*Te);
Tmax= N*Te; % temps total d'observation
fprintf('La résolution en fréquence df de la transformée
de Fourier \n')
fprintf('est l'inverse de Tmax (1/Tmax=df) i.e. df=%g Hz
\n',1/Tmax)
df=1/Tmax; % résolution en fréquence de la transformée de
Fourier
ac=choix('acceptation des paramètres','paramètres
acceptés','désir de changer les paramètres');
if ac==2
disp(' ');
disp('Quelle fréquence d'échantillonnage choisissez vous?
(Hz)');
fe=input('On recommande un facteur de 10, fe= ');
disp(' ');
Te=1/fe;

```

```

fprintf('La période d échantillonnage est Te=1/fe= %g
sec.\n',Te)
disp(' ');
N=input('Nombre d'échantillons N? N= ');
disp(' ');
fprintf('Le temps total d'observation Tmax est de N*Te =
%g sec. \n\n',N*Te);
Tmax= N*Te; % temps total d'observation
fprintf('La résolution en fréquence df de la transformée
de Fourier \n')
fprintf('est l'inverse de Tmax (1/Tmax=df) i.e. df=%g Hz
\n',1/Tmax)
df=1/Tmax; % résolution en fréquence de la transformée de
Fourier
end
% Calcul du spectre du signal
% ghemari zine, département de électromécanique, 2006
disp(' ');
disp(' ');
disp(' Transformée de Fourier des signaux périodiques ');
disp(' ');
clf%nettoie les figures
Sxx= fft(X);
[na,ns]=size(Sxx);% dimension
Pxx=Sxx.*conj(Sxx)/((ns)^2);%puissance du signal
Pxx(ns/2+1:ns)=[ ];
Pxx(2:ns/2)=2 * Pxx(2:ns/2);
Pxx(1:ns/2)=(Pxx(1:ns/2)).^.5;%amplitude du signal
Pxx(2:ns/2)=(Pxx(2:ns/2))*2^.5;
f=(1/Tmax)*(0:(ns/2)-1);
plot(f,Pxx);
title('Réponse en fréquence');
ylabel('Amplitude')
xlabel('fréquence (Hz)')
grid ;
fprintf('Visualisez l amplitude du spectre.');
```

```

% Choix de différentes fenêtre de pondération:
% Rectangulaire
% Hanning
% Hamming
% Triangulaire
% Bartlett
% Blackman
disp(' ');
disp(' ');
disp(' Fenêtre de pondération des signaux périodiques ');
disp(' ');
disp(' ');
```

```

pond=choix('Voulez vous pondérer vos
données', 'oui', 'non');
if pond== 1
wind=choix('Quelle fenêtre de pondération voulez vous
utiliser', ...
'rectangulaire', 'hanning', 'hamming', 'triangulaire', 'bartl
ett', 'blackman');
if wind==1
X=X.*boxcar(N)'*2;
end
if wind==2
X=X.*hann(N)'*2;
end
if wind==3
X=X.*hamming(N)'*2;
end
if wind==4
X=X.*triang(N)'*2;
end
if wind==5
X=X.*bartlett(N)'*2;
end
if wind==6
X=X.*blackman(N)'*2;
end
subplot(212);
plot(x*Te,X/2);
title('Signal temporel pondéré par la fenêtre');
ylabel('Amplitude pondérée');
xlabel('temps (sec)');
text (.65,.05,'<ENTER> pour continuer','sc');
disp(' ');
fprintf('Visualisez la figure. ');
disp(' ');
fprintf('Pressez <ENTER> après avoir visualisé la
figure. ');
pause
end

% Calcul du spectre du signal
% ghemari zine, département de électromécanique, 2006
disp(' ');
disp(' ');
disp(' Transformée de Fourier des signaux périodiques ');
disp(' ');
clf%nettoie les figures
Sxx= fft(X);
[na,ns]=size(Sxx);% dimension
Pxx=Sxx.*conj(Sxx)/((ns)^2);%puissance du signal
Pxx(ns/2+1:ns)=[ ];
Pxx(2:ns/2)=2 * Pxx(2:ns/2);

```

```
Pxx(1:ns/2)=(Pxx(1:ns/2)).^.5;%amplitude du signal
Pxx(2:ns/2)=(Pxx(2:ns/2))*2^.5;
f=(1/Tmax)*(0:(ns/2)-1);
plot(f,Pxx);
title('Réponse en fréquence');
ylabel('Amplitude')
xlabel('fréquence (Hz)')
grid ;
fprintf('Visualisez l amplitude du spectre.');
```