

LE TRAITEMENT DIGITAL DES SIGNAUX ACOUSTIQUES

Jean Nicolas
Génie mécanique
Université de Sherbrooke
Sherbrooke, Québec, Canada, J1K 2R1

SOMMAIRE

Le traitement numérique des signaux acoustiques est étudié sous une approche globale permettant d'identifier les lacunes et les avantages des différentes approches possibles. Des solutions sont proposées en ce qui a trait aux différentes étapes de l'acquisition et du traitement des données. On insiste sur les effets nocifs de la non-stationnarité des signaux et leurs conséquences lors de l'analyse fréquentielle dite en temps réel. La manipulation de la phase et les techniques du zoom font l'objet d'un développement particulier. Tous les aspects concernant l'analyse numérique multicanale seront traités dans un autre article.

SUMMARY

Using a comprehensive approach, a numerical analysis of acoustic signals has enabled us to bring out the advantages and disadvantages of possible analytical methods. Means of acquiring and treating data step by step are proposed. We emphasize the deleterious effects of non-stationary signals and their consequences on the interpretation of a real time spectrum analysis. Phase handling and "zooming" techniques are discussed at length. Various aspects of multi-channel numerical analysis will be examined in a subsequent paper.

INTRODUCTION

La décennie 70-80 a été celle de l'électronique. Grâce à ces nombreux développements dans le monde des microprocesseurs, les acousticiens se voient maintenant offrir des possibilités de mesures et d'analyses inconcevables il y a quelques années. L'essentiel des théories était connu depuis fort longtemps (Fourier 1812) mais leur mise en pratique se heurtait généralement au nombre important de calculs à effectuer et au volume de données à prendre en considération. Depuis le début de ce siècle, les acousticiens ont dû se contenter de mesurer la pression tout en laissant de côté des paramètres-clefs, telle l'intensité. Cependant, l'avènement des circuits intégrés et leur miniaturisation ont brusquement permis de franchir toute une série d'étapes importantes. Les chercheurs peuvent donc maintenant utiliser le potentiel que leur apportent les techniques de traitement des signaux numériques. Mais les embûches et les sources d'erreurs sont nombreuses. De plus, l'expérimentateur en arrive à perdre

complètement l'interprétation et la signification physique de ces résultats: il est en effet beaucoup plus facile de visualiser la variation d'amplitude et de fréquence d'une sinusoïde de façon analogique (sur un oscilloscope) que de la visualiser via la représentation binaire de sa transformée de Fourier complexe!... Qu'il s'agisse de manipuler numériquement des signaux dans le domaine temporel ou le domaine fréquentiel, notre expérience nous a montré que les sources de difficultés étaient nombreuses et parfois méconnues. Cette étude a donc pour but d'analyser les différentes étapes-clefs du traitement de signal et d'apporter les correctifs qui s'avèrent souhaitables et nécessaires.

Etant donné l'étendue et la complexité du sujet nous traiterons dans ce premier article des éléments fondamentaux: le type de signal, l'acquisition des données et l'analyse spectrale mono-canal. Dans un deuxième article actuellement en préparation, nous porterons notre attention sur l'analyse multi-canal et ses applications ainsi que de la conversation bidirectionnelle entre les instruments de mesure et l'ordinateur.

TYPE DE SIGNAL

Les signaux temporels que l'on doit traiter se classent généralement en deux grandes catégories: les signaux déterministes et les signaux aléatoires. Les signaux sonores que l'on ne peut pas prédire à partir de lois de physique, sont donc des signaux aléatoires et chaque expérience identique fournira des résultats distincts. Les signaux acoustiques sont donc aléatoires mais il est généralement¹ admis que l'aspect le plus important est de savoir s'ils sont stationnaires ou non. Rappelons ici que les caractéristiques probalistiques d'une histoire temporelle tirée à partir d'un grand nombre d'enregistrements $x_i(t)$ ($i = 1, N$) sont fournies par la moyenne

$$\mu_x(t_0) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i(t_0) \quad (1)$$

et la moyenne quadratique

$$\psi_x^2(t_0) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2(t_0) \quad (2)$$

Parallèlement la fonction autocorrélation R_{xx} , pour un délai temporel τ , s'écrit:

$$R_{xx}(t_0, \tau) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i(t_0) x_i(t_0 + \tau) \quad (3)$$

Si une ou plus de ces trois équations varient avec le temps t_0 , les informations sont dites non-stationnaires. Ceci est excessivement important puisque la non-stationnarité d'un signal, causée par des éléments transitoires par exemple, peut être la source de mesures erronées lorsque le traitement est fait avec un analyseur à transformée rapide de Fourier.

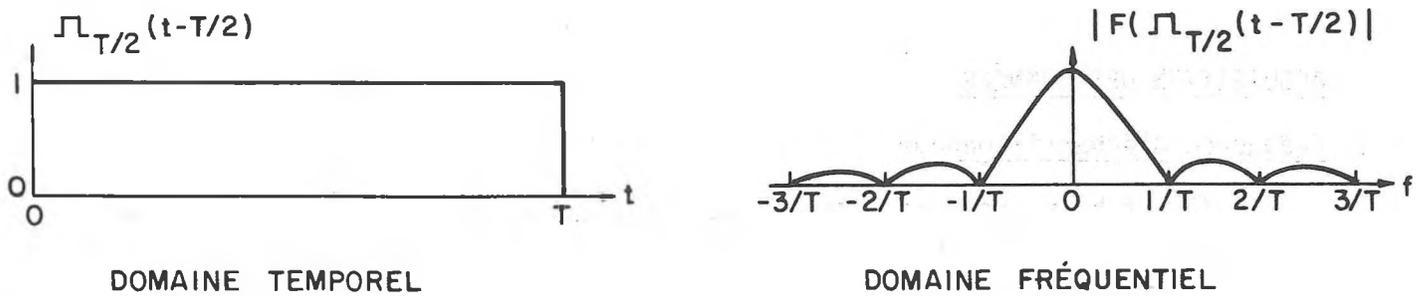


Fig. 2 Fenêtre de troncature de type rectangulaire.

Ce type de fenêtre est surtout utilisée pour les signaux transitoires, mais elle introduit des anomalies dans l'estimation des spectres quand le signal temporel est continu. Dans ces cas, il est préférable d'utiliser les fenêtres de pondération qui suppriment les discontinuités du signal aux instants $t = kT$; la plus utilisée est la fenêtre de Hanning

fenêtre de Hanning (Fig. 3)

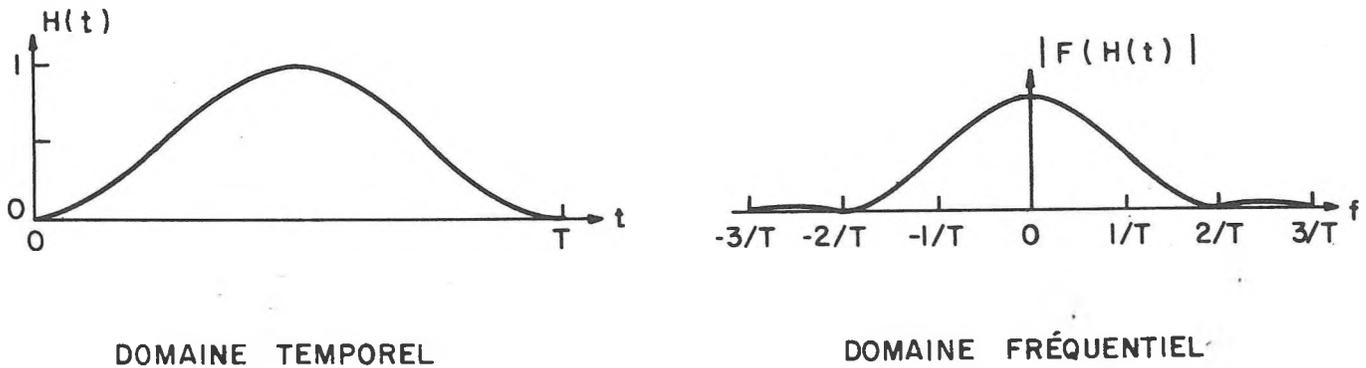


Fig. 3 Fenêtre de troncature de type "Hanning".

Cette pondération permet de lisser le spectre de la fonction tronquée en diminuant les lobes parasites qui ont pu être introduits par la troncature. Le choix de la durée d'observation est lié au problème d'échantillonnage et sera développé plus loin.

Dans une seconde étape, on procède à la périodisation implicite du signal (reprise d'une autre portion d'information temporelle). Ceci équivaut à la convolution de ce dernier par une fonction peigne:

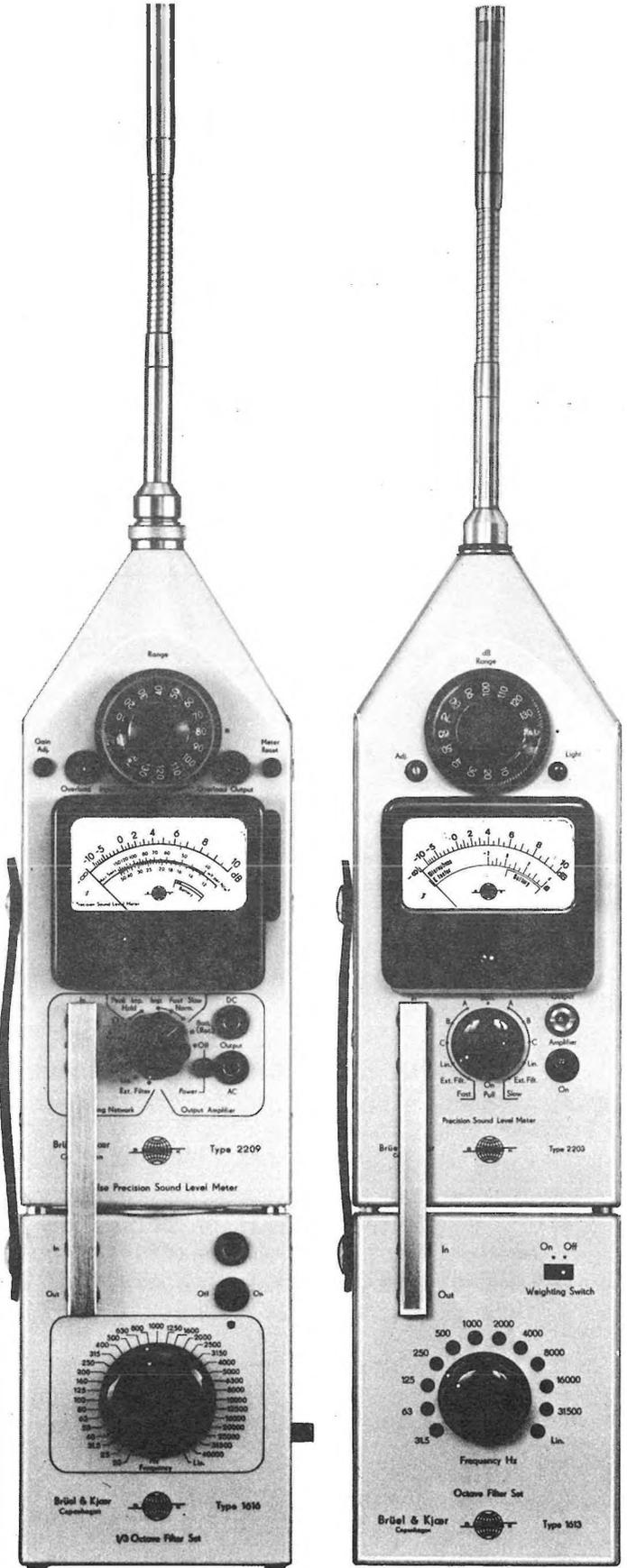
$$\text{combs}_T(t) = T \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT) \quad \text{et alors}$$

$$x_1(t) \text{ devient } x_2(t) = x_1(t) * \text{combs}_T(t)$$

Limited time offer

Convenient money-saving packages from Brüel & Kjær

For the price of the individual units alone, we include the carrying case, calibrator and Noise Measurement handbook at no additional cost!



Special-offer Sound Analyzer Packages			
Sound Analyzer Package	Measuring Instrument	Filter Set	Additional Accessories Provided
Type 3521	Precision Sound Level Meter Type 2203	Octave Filter Set Type 1613	Sound Level Calibrator Type 4230
Type 3522	Precision Impulse Sound Level Meter Type 2209	Octave Filter Set Type 1613	A purpose-built carrying case
Type 3523	Precision Sound Level Meter Type 2203	1/3 Octave Filter Set Type 1616	
Type 3524	Precision Impulse Sound Level Meter Type 2209	1/3 Octave Filter Set Type 1616	Handbook "Acoustic Noise Measurements"



BRÜEL & KJÆR CANADA LTD.

Specialists in acoustic and vibration measurement

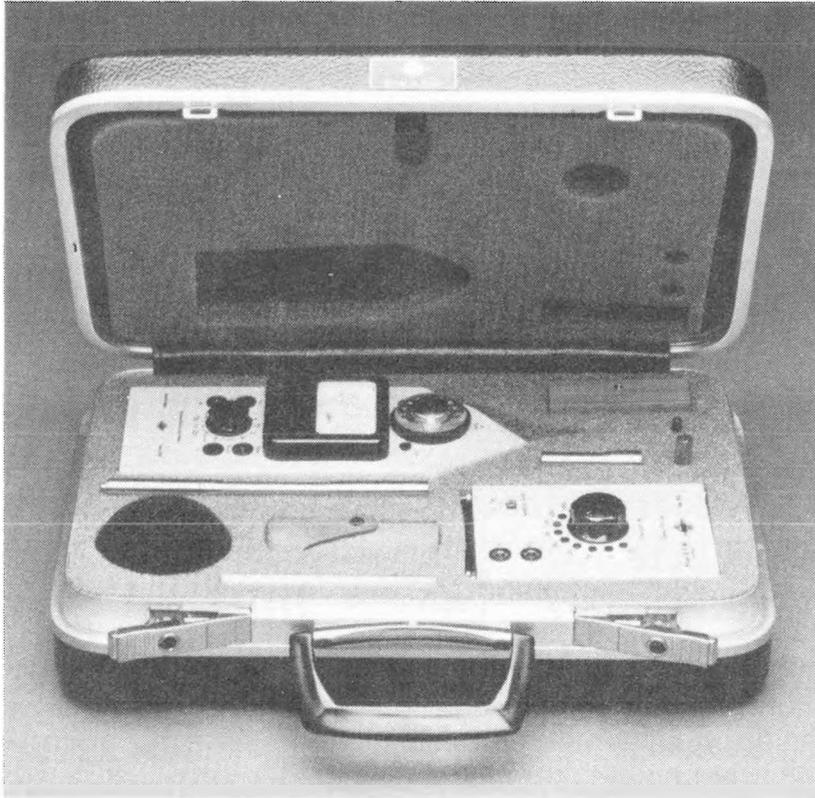
Get to the Heart of your Noise Problem

Using frequency analysis you can add an extra dimension to noise measurements

**In most cases it's not enough to prove that you have excessive noise.
Usually you are also expected to do something about it!**

Although small new sound level meters, such as our own models 2225 and 2226 will put an accurate measure on overall sound level, a portable noise analyzer is required when you need to establish the frequency content of your noise problem. An octave-bandwidth analysis will show you how you can most economically combat noise. When you analyze the frequency characteristics of your noise problem you will be able to select the abatement method / material that gives optimal attenuation.

To Help You into Noise Analysis, Brüel & Kjær Has an Exceptional Offer



The complete Sound Analyzer Packages are offered at the cost of the Sound Level Meter plus the Octave Filter Set alone. This represents a cost reduction of 14% or 20% against the combined cost of the individual items, depending on which combination you choose.

For this very favourable price you acquire a complete first-class* portable analysis package. Several tens of thousands of these instruments are in use in every corner of the world today. Over the years they have set the standard for accuracy and reliability in precision sound measurement and analysis. Each package is backed by Brüel & Kjær expertise in the form of a copy of our 280-page handbook, "Acoustic Noise Measurements".

A wide range of additional accessories are available for both analyzers which can expand their capabilities, for example, to cover vibration and underwater sound analysis.

*Both Precision Sound Level Meters comply with IEC 651 Type 1, DIN 45633 part 1 or 2 and ANSI S1.4 — 1971 Type 1. The Octave Filter Set complies with the strictest IEC, DIN, and ANSI standards.

Two special Sound Level Analyzers have been assembled for offer (on a package-deal basis, for a limited period) at considerably reduced prices.

SOUND ANALYZER PACKAGE TYPE 3521



consisting of:

Precision Sound Level Meter Type 2203
Octave Filter Set Type 1613
Sound Level Calibrator Type 4230
and a new purpose-built Carrying Case

SOUND ANALYZER PACKAGE TYPE 3522



consisting of:

Precision Impulse Sound Level Meter Type 2209
Octave Filter Set Type 1613
Sound Level Calibrator Type 4230
and a new purpose-built Carrying Case

MONTREAL
90 Leacock Road
Pointe Claire, Que H9H 1H1
Tel. (514) 695-8225

OTTAWA
7 Slack Road, Unit 4
Ottawa, Ont. K2G 0B7
Tel.: (613) 225-7648

TORONTO
71 Bramalea Road, Suite 71D
Bramalea, Ont. L6T 2W9
Tel.: (416) 791-1642

LONDON
23 Chalet Crescent
London, Ont. N6K 3C5
Tel.: (519) 473-3561

VANCOUVER
5520 Minoru Boulevard, Room 202
Richmond, B.C. V6X 2A9
Tel. (604) 278-4257

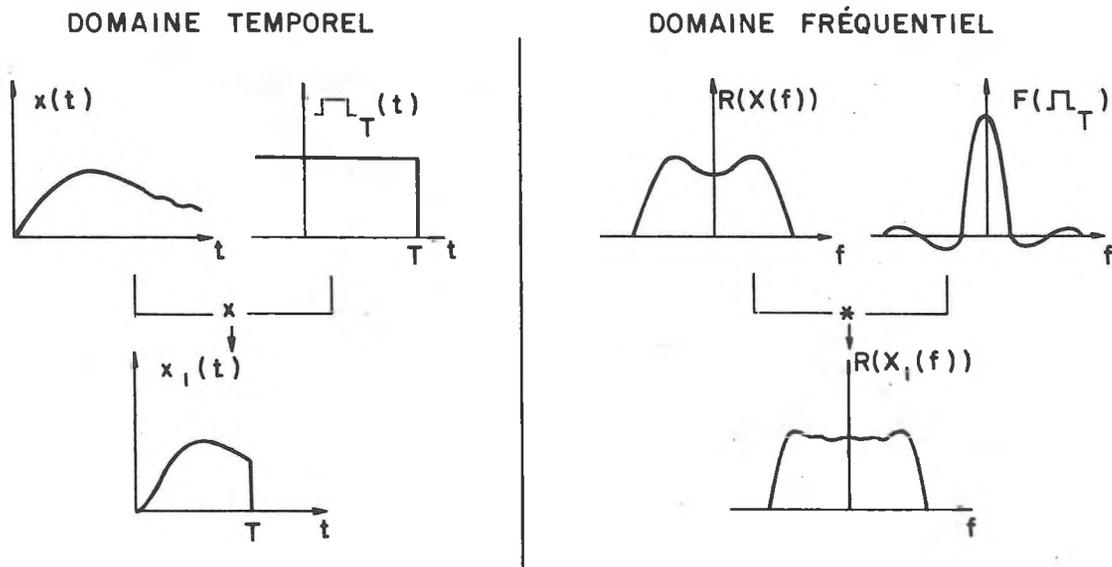


Fig. 4 Représentation temporelle et fréquentielle de la troncature.

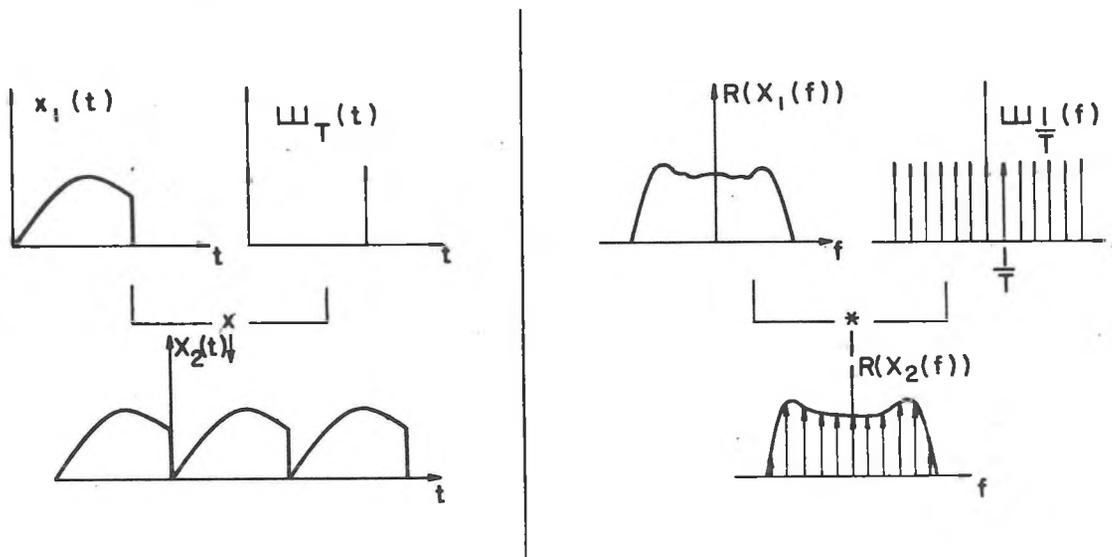


Fig. 5 Périodisation du signal de temps.

Depuis l'avènement des calculateurs digitaux, on n'étudie plus le signal analogique mais une série de valeurs $x_2(k T_e)$ où k est un entier et T_e la période d'échantillonnage. Le signal $x_2(t)$ subit donc une nouvelle transformation qui consiste en une multiplication par une fonction peigne $\Pi_{T_e}(t)$. Pour déterminer T_e la période d'échantillonnage, on applique le théorème de Shannon⁵ qui nous indique que la fréquence d'échantillonnage doit être supérieure à 2 fois la fréquence maximale contenue dans le signal (Fig. 6a). Si cette condition n'est

pas respectée, il se produit un phénomène de "repliement de spectre" qui entraîne des erreurs telles qu'illustrées à la figure 6b.

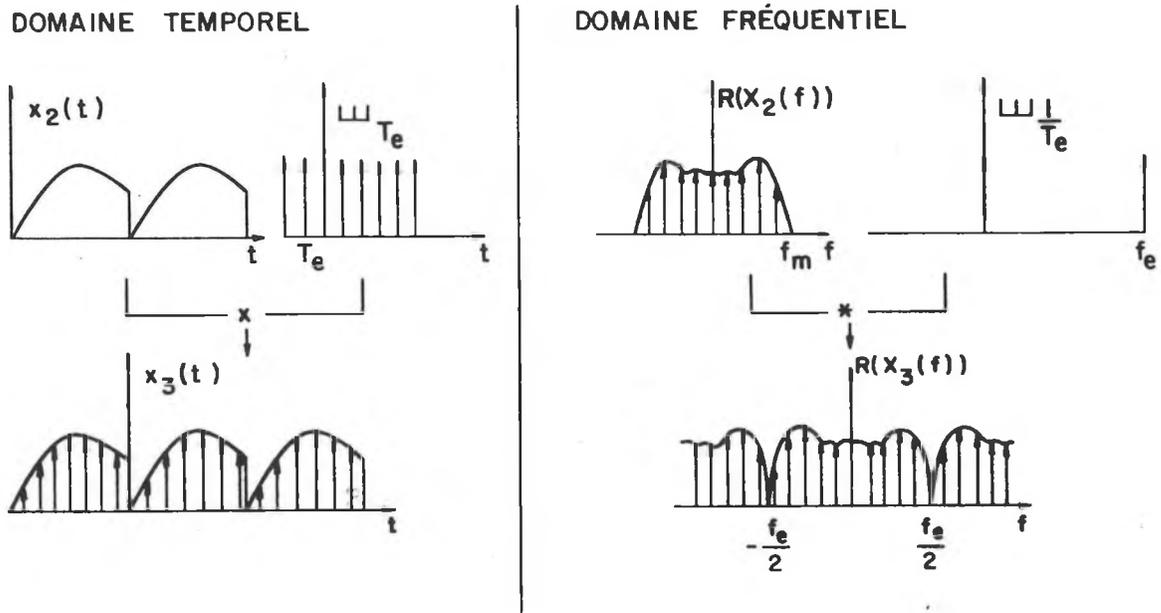


Fig. 6a Echantillonnage respectant le théorème de Shannon.

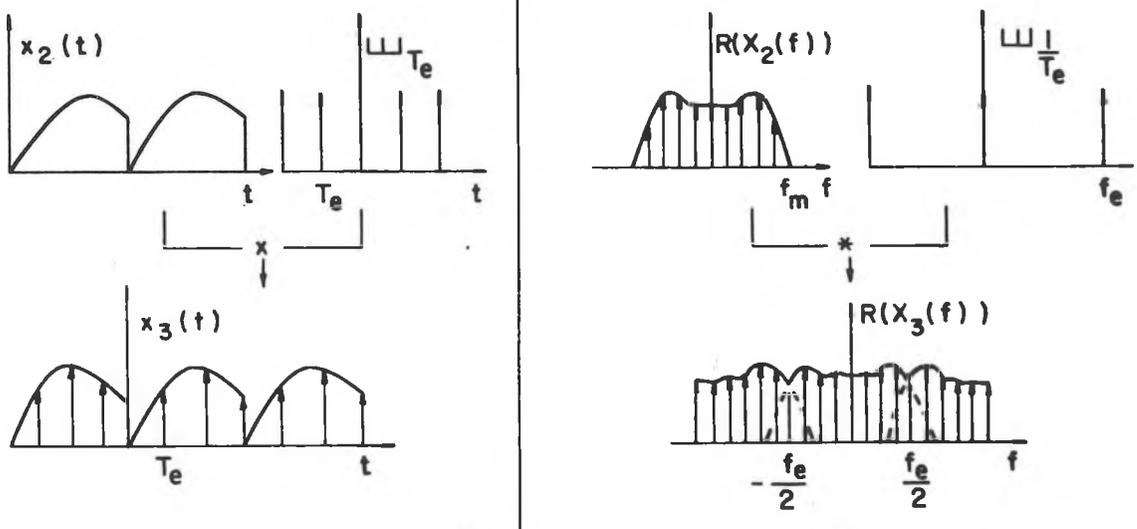


Fig. 6b Echantillonnage incorrect $f_e/2 < f_m$, phénomène de repliement.

Le signal $x_2(t)$ devient $x_3(t) = x_2(t) \text{ } \square \text{ } T_e (t)$

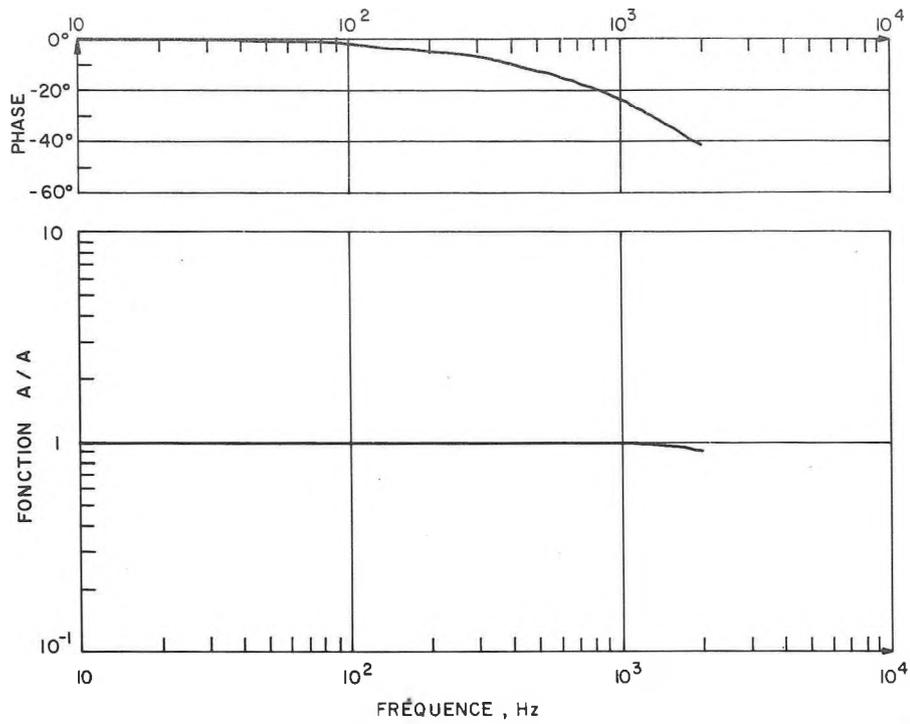


Fig. 7 Déphasage et rapport d'amplitude entre deux filtres anti-repliement, en réponse à un signal transitoire.

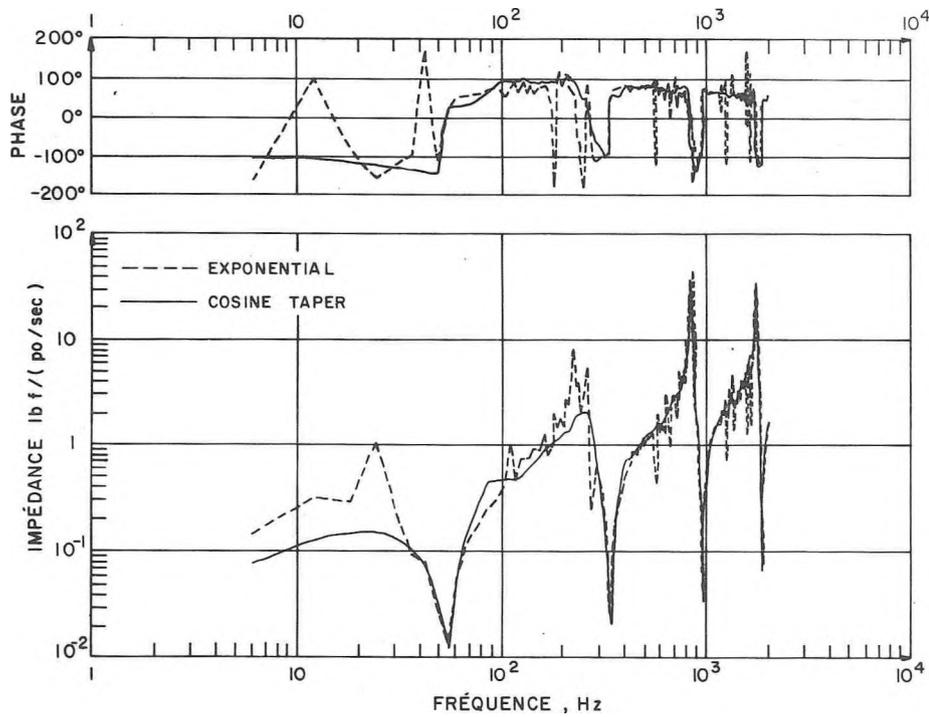


Fig. 8 Effet du type de la fenêtre de pondération.

En pratique, qu'il s'agisse d'une analyse via un acqui-
siteur et un ordi-
nateur ou via un analyseur de fréquence, il importe de filtrer analogiquement le
signal d'entrée avec un filtre passe-bas dont la coupure est faite à la fréquence
maximum que l'on désire échantillonner. La fréquence d'échantillonnage (f_e) doit
être alors supérieure à 2 fois la fréquence maximum (f_m) à étudier. (Pour les
analyseurs en temps réel on prend généralement $f_e = 2,56 f_m$).

Au stade final le signal temporel et son spectre sont tous deux échan-
tillonnés et implicitement considérés comme périodique. La transformée de Fourier
devient discrète:

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-2\pi j k \frac{n}{N}} \quad (6)$$

où N est le nombre d'échantillons.

Un tel processus a été appliqué en utilisant un système d'acquisition de
données de fabrication maison "Sherteck 1000" couplé à un ordinateur par un
interface RS 232. Il s'agissait d'évaluer l'impédance vibrationnelle (canal A:
force; canal B: vitesse) d'une structure via une excitation par impact à l'aide
d'un marteau. Au point de vue traitement de signal, trois difficultés majeures
ont été rencontrées. Primo, le fait que la réponse en phase de deux filtres
antirepliement varie selon la fréquence pour des signaux transitoires. La figure
7 montre un déphasage croissant avec la fréquence allant jusqu'à 40° à 2 kHz,
lorsqu'un même signal transitoire est soumis simultanément à deux filtres anti-
repliement. Pour pallier à cette erreur, une fonction de correction de phase a
été introduite avec succès dans le programme principal.

Secundo, nous avons démontré que l'utilisation d'une fenêtre de type expo-
nentiel telle que suggérée dans la littérature donnait un signal bruité (Fig. 8).
En utilisant une fenêtre de type "cosine taper" la courbe d'impédance est mainte-
nant exacte et il n'y a plus de possibilité de confusion quant aux valeurs possi-
bles des fréquences de résonances (Fig. 8).

Tertio, un phénomène de rebond se produit lors de l'impact (la structure
vient rebondir sur le marteau avant qu'on ait eu le temps de retirer celui-ci).
Ceci provoque un second maximum d'amplitude. Nous avons prévu un détecteur de
ce phénomène au niveau de la fonction temporelle et un message interactif signale
son erreur à l'opérateur.

Erreur aléatoire

On oublie généralement que le fractionnement du signal analogique implique
que l'on extrait du signal une portion considérée comme représentative et qu'il
est impossible de disposer d'un nombre infini d'échantillons. Les valeurs moyen-
nes ainsi calculées ne sont que des estimations des valeurs "vraies" et sont donc
entachées d'une erreur dite "erreur statistique d'échantillonnage". Par exemple,
Bendat¹ indique que pour un spectre cohérent partiel ($G_{x:y \cdot z}$) l'erreur est définie
par:

$$\epsilon_r = \frac{|\hat{G}_{x:y \cdot z} - G_{x:y \cdot z}|}{G_{x:y \cdot z}} \quad (7)$$

où $\hat{G}_{x:y\cdot z}$ est le spectre cohérent partiel estimé. L'erreur ϵ_r se calcule alors par

$$\epsilon_r(\hat{G}_{x:y\cdot z}) = \frac{(2 - \gamma_{x:y\cdot z}^2)^{\frac{1}{2}}}{|\gamma_{x:y\cdot z}| \sqrt{n_d - 1}} \quad (8)$$

où $\gamma_{x:y\cdot z}$ est la cohérence partielle entre x et y sans l'effet linéaire de z et n_d est le nombre de moyennes utilisées pour le calcul du spectre.

Contrairement à la présentation habituellement utilisée (voir référence 1, page 276, fig. 11.5), on peut déduire des équations (7) et (8) que l'erreur entre le spectre estimé et le spectre réel est telle que

$$\hat{G}_{x:y\cdot z}(\text{dB}) = G_{x:y\cdot z}(\text{dB}) + 10 \log_{10} (1 \pm \epsilon_r) \quad (9)$$

On peut alors calculer l'erreur aléatoire pour un spectre cohérent partiel et le présenter sous forme de courbes directement utilisables d'un point de vue d'ingénierie (voir Figures 9a, 9b). Sous cette forme on constate bien la nécessité pour avoir des résultats vraiment fiables d'effectuer au moins 10 000 moyennes et que 100 moyennes sont suffisantes si la cohérence partielle n'est pas trop faible ($\gamma_{x:y\cdot z}^2 > 0,2$).

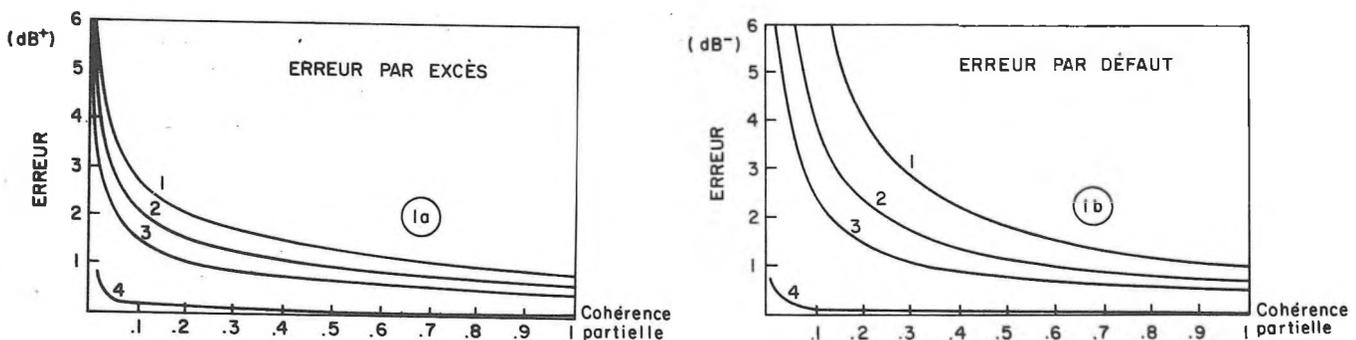


Fig. 9 Erreur aléatoire: (a) par excès, (b) par défaut sur la cohérence partielle. n_d nombre de moyennes.

(1) $n_d = 25$, (2) $n_d = 50$, (3) $n_d = 100$, (4) $n_d = 10\,000$

On constate donc qu'il est nécessaire d'examiner avec attention chaque élément d'un processus d'acquisition de données afin de s'assurer de la validité des résultats. Notre expérience nous a également montré que tout système d'acquisition couplé à un ordinateur (software) est plus complexe et plus lent qu'un analyseur T.R.F. (hardware), mais il demeure beaucoup plus versatile et beaucoup plus souple d'utilisation. Il faut cependant noter, que si l'on interface convenablement un analyseur T.R.F. à un calculateur ou un ordinateur, on regagne alors toute la souplesse nécessaire.

ANALYSE SPECTRALE

Dans la très grande majorité des cas, l'intérêt des acousticiens se porte vers l'analyse fréquentielle d'un signal temporel donné⁶. Nous avons travaillé sur cette transformation en fréquence par les trois moyens les plus couramment utilisés: - calcul du spectre fréquentiel par acqui-si-teur et ordinateur;

- calcul du spectre fréquentiel par analyseur T.R.F.*;
- calcul du spectre fréquentiel via des filtres digitaux.

Il en est ressorti un certain nombre d'éléments-clefs que l'expérimentateur doit manipuler avec soin: le temps réel exact, l'analyse en bandes fines versus en bandes 1/3 d'octave, la possibilité d'augmenter la résolution (zoom), et finalement l'extraction de l'information sur la phase du signal.

Temps réel

On se rappellera que pour trouver la transformée de Fourier on doit fractionner l'histoire temporelle. Si ce fractionnement est discontinu (intervalle de temps pendant lequel on n'acquiert pas de données), et que l'on a affaire à un signal non-stationnaire, il est évident que le résultat du contenu fréquentiel sera complètement faussé. Or, après avoir acquis les données, il faut calculer, transférer et afficher ou mémoriser les composantes spectrales, et pendant ce temps on continue d'acquérir des données qui ne pourront être traitées. C'est ainsi qu'apparaît la nécessité d'un paramètre quantifiant la rapidité du processus de calcul et de transfert: le temps réel. Pour un analyseur T.R.F., la manipulation est décrite à la Fig. 10. Grâce à une deuxième mémoire, l'appareil enregistre des données pendant que s'effectue le calcul des données fournies par la première mémoire, et ainsi de suite. Mais dès que le temps de calcul dépasse le temps d'acquisition des 1024 points de données, l'analyseur fonctionne hors temps réel⁷. Par exemple, si on admet que le temps de calcul de la T.R.F. des analyseurs couramment sur le marché est d'environ 200 ms, on perdra 90% de l'histoire temporelle si on cherche à étudier une gamme de fréquence allant jusqu'à 20 kHz (20 ms pour acquérir le bloc de 1000 points et 180 ms pendant lesquels les données ne seront pas utilisées). On pourrait donc croire qu'avec le progrès de l'électronique, un analyseur T.R.F. faisant le calcul de la T.R.F. en moins de 20 ms serait en temps réel: ceci est faux car on oublie généralement que tout signal temporel continu est pondéré comme nous l'avons dit précédemment par une fonction de Hanning pour éviter l'effet de troncature, ce qui veut dire qu'il y a facteur de perte de $(3/8)^{1/2}$, soit 61% des données qui sont faussées.

Ces deux éléments nous indiquent donc que l'appellation analyseur en temps réel est inadéquate et trompeuse et que l'on se doit de vérifier scrupuleusement la stationnarité d'un signal avant d'utiliser un tel analyseur. Si on se sert d'un acqui-si-teur couplé à un ordinateur, le temps de calcul (quelques secondes) sera donc encore plus long et les effets encore plus prononcés. Par contre, si l'on a accès à une série de filtres digitaux (numériques), le problème du temps réel est résolu. Cependant ceci implique une manipulation complexe impliquant

* T.R.F.: Transformée rapide de Fourier.

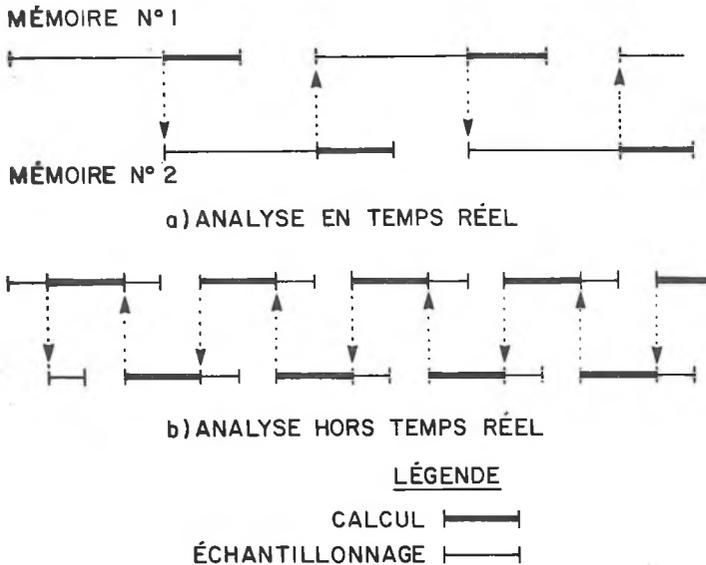


Fig. 10 Différence entre l'analyse en temps réel et l'analyse hors temps réel.

Le passage simultané du signal par toute une série de filtres digitaux pré-programmés. Conséquentement, la réalisation électronique est délicate et coûteuse et c'est pourquoi on ne trouve sur le marché, actuellement, qu'un modèle d'analyseur en temps réel à 100%, utilisant 33 filtres digitaux (bandes 1/3 d'octaves). (L'analyseur idéal aurait 400 filtres digitaux à bandes fines!...).

Bandes fines versus 1/3 d'octaves

Les deux présentations ont fait l'objet d'études comparatives. Il n'est question ici d'entrer dans un débat sur l'opportunité d'utiliser une présentation plutôt que l'autre. Du point de vue ingénierie, les deux types d'informations sont utiles et nécessaires. D'où l'idée de synthétiser l'information en bandes fines pour l'obtenir sous la forme de bandes 1/3 d'octaves. Cela implique cependant un certain nombre de précautions: primo la synthèse doit être effectuée en trois étapes avec des gammes de fréquences de 20 - 200 Hz, puis 200 - 2000 Hz, puis 2000 - 20 000 Hz, afin d'obtenir un résultat significatif pour les basses fréquences. Toute synthèse directe avec les valeurs obtenues en bandes fines pour une gamme de 20 000 Hz entraîne des erreurs de plus de 5 dB. Ceci s'explique facilement puisque la largeur de bandes est alors de 50 Hz, ce qui implique que dans les bandes 1/3 d'octave allant de 63 Hz à 250 Hz, on n'a même pas un point d'information par bande.

Secundo, si le signal n'est pas stationnaire, s'il s'agit de signal transitoire, si le signal est quasi stationnaire mais avec les modulations rapides, si l'on veut mesurer des temps de réverbération, il est alors préférable d'utiliser des filtres digitaux en temps réel à 100%. (Voir Fig. 11).

Les études expérimentales ont également montré que les filtres digitaux perdaient l'avantage précédemment mentionné lorsqu'on voulait obtenir une information de phase. En effet, seul le calcul de la T.R.F. permet d'obtenir une information d'amplitude mais aussi de phase sur le signal. Si l'on songe par

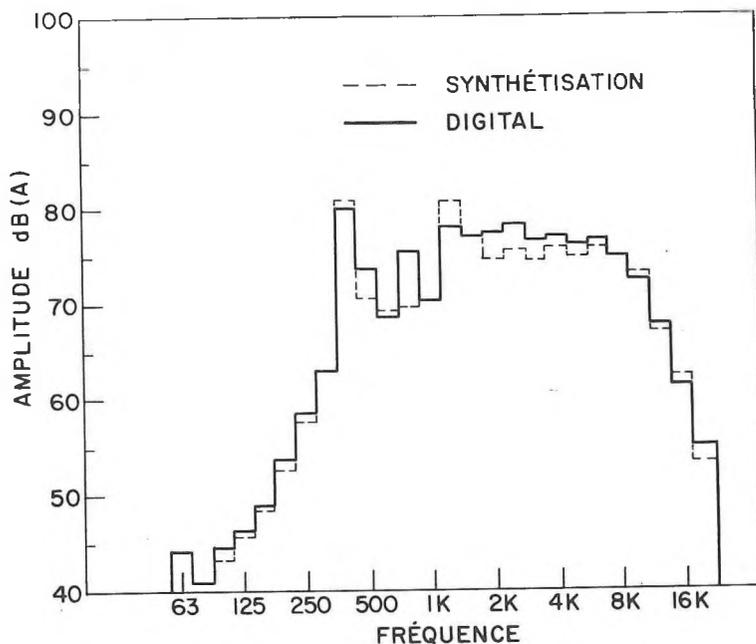


Fig. 11 Différence sur les spectres de puissance entre un processus de synthétisation (hors temps réel) et une analyse par filtres digitaux (temps réel) en présence d'un bruit quasi stationnaire à modulations rapides.

exemple à évaluer la réponse en phase comparative de deux micros, si l'on veut savoir quel est le changement de phase provoqué par une réflexion sur sol à impédance finie, il est évident que les filtres digitaux sont alors inadéquats. Il est bon de noter que les informations sur la phase peuvent être obtenues grâce à une source ponctuelle couplée à un générateur de fonction impulsive, genre fonction delta, sans avoir recours à un appareil à deux canaux, dans la mesure où on est capable d'extraire de l'interface de l'analyseur mono-canal, le contenu de phase correct de la transformée complexe de Fourier⁸.

Information de phase d'un T.R.F. mono-canal

Il est surprenant de constater que certains analyseurs T.R.F. sur le marché ne donnent pas directement la vraie transformée complexe de Fourier. Nous avons, en effet, dû développer une procédure spéciale pour obtenir une information correctement référencée. En général les analyseurs T.R.F. donnent l'amplitude du spectre de puissance, ce qui ne nécessite aucune précaution particulière au niveau du contenu de phase. Or, il appert que les données acquises dans la mémoire temporelle qui est en "rotation" continue, ne sont pas réorganisées dans la dite mémoire. (Le 1er échantillon peut être en position 342 pour une prise de spectre, puis le même 1er échantillon peut être en position 950 pour la suivante, etc.).

Tout se passe donc comme si on créait une désynchronisation, c'est-à-dire un délai variable aléatoirement lors de la prise successive des spectres. La T.R.F. est de la forme $x(f) = A e^{i\phi}$, le spectre de puissance $x^2(f) = A^2 (e^{i\phi})^2$ avec $(e^{i\phi})^2 = 1$, quel que soit ϕ , donc l'amplitude n'est pas affectée mais la phase oui. Pour obtenir la bonne information de phase, nous avons montré qu'il fallait réorganiser, réordonner les informations dans la mémoire de la fonction temporelle, c'est-à-dire 1er échantillon dans la mémoire 1, 2ième dans la 2, etc.

Ceci peut être réalisé en envoyant telle quelle la fonction temporelle dans un ordinateur puis en retournant vers l'analyseur la même information mais convenablement réordonnée. Dès lors le contenu de phase est comparable non seulement d'une prise de spectre à l'autre mais aussi d'un essai à l'autre⁹.

Résolution fréquentielle: zoom

La technique du zoom est en fait utilisée surtout pour signaux vibrationnels aux fins d'analyse d'engrenages ou en maintenance préventive. Cependant, nous avons utilisé une telle technique pour inter-relier les signaux de bruit et de vibrations afin d'identifier les sources de bruit sur une machine à filer. On se rappellera que la largeur de bande pour un analyseur T.R.F. à 400 lignes est donnée par,

$$B_w = \frac{f_{\text{maxi}}}{400} = \frac{1}{400 n} f_s \quad (10)$$

où n est le nombre d'échantillons et f_s la fréquence d'échantillonnage. Il n'existe donc que deux façons de diminuer la largeur de bande; augmenter le nombre d'échantillons et/ou diminuer la fréquence d'échantillonnage. Nous avons utilisé les deux techniques: la première, qui est la plus couramment utilisée et qui est programmable, consiste à effectuer un traitement numérique d'un nombre $N > n$ d'échantillons, à choisir une bande de fréquence digne d'intérêt et par une décimation appropriée, à limiter le calcul de la T.R.F. à 1024 points tout en augmentant la résolution fréquentielle sur une plage de fréquence donnée; la logique du processus est décrite à la Figure 12.

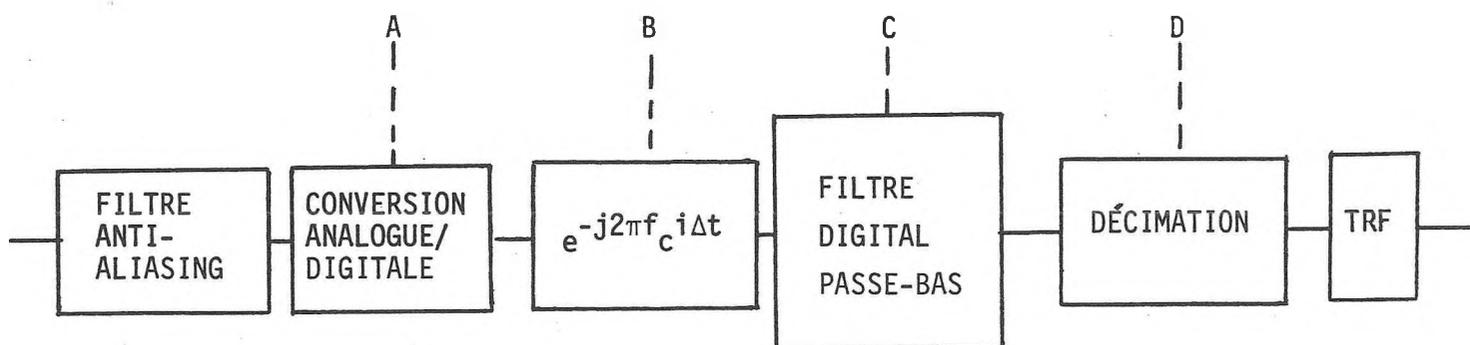


Fig. 12 Schéma de la technique du zoom

Nos essais¹⁰ ont montré que cette méthode avait l'avantage de ne pas limiter le facteur par lequel on veut augmenter la résolution. Par contre, pour examiner une autre plage d'intérêt, il faut recommencer le zoom, ce qui nécessite beaucoup de temps et de plus impose que le signal soit parfaitement stationnaire.

La seconde technique consiste à augmenter le nombre d'informations par exemple de 1024 à 10 240. La T.R.F. est alors effectuée sur ces 10 240 points et on obtient d'un seul coup une augmentation par un facteur 10 de la résolution et ce, sur toute la gamme de fréquence choisie. A cet avantage s'ajoute le fait que la fonction temporelle est mémorisée pour un temps 10 fois plus long, ce qui est utile lorsqu'on parle d'amortissement de bruit irradié, par exemple. Cependant cela nécessite un analyseur ou un acquisateur de données ayant au moins 10 K de mémoire par canal, le facteur de zoom est limité à 10 à cause du grand nombre de points de calcul pour la T.R.F., et conséquemment l'opération n'est pas en temps réel (temps de calcul du T.R.F. est beaucoup plus long).

Il nous est donc loisible de constater que le choix des outils et la méthode d'utilisation sont des éléments qui peuvent influencer notablement la validité des résultats de l'analyse fréquentielle obtenue par traitement numérique. Cependant les développements proposés précédemment permettent de solutionner adéquatement les principales difficultés.

Conclusions

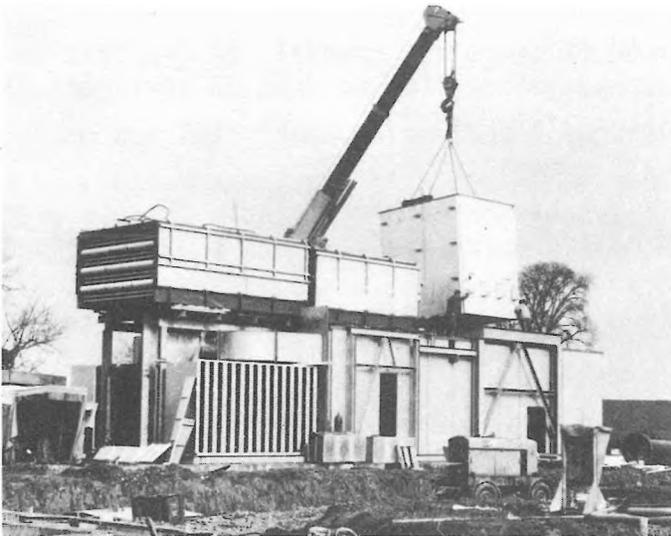
Nous avons pu constater que le traitement numérique des signaux acoustiques se doit d'être effectué avec d'infinies précautions:

- dès que les signaux ne sont pas stationnaires, nous avons vu que l'analyse par filtres digitaux était absolument nécessaire;
- les erreurs de biais et les erreurs aléatoires faussent les résultats et on se doit d'en être conscient;
- le choix des fenêtres temporelles de filtrage est crucial, et les filtres anti-repliement sont sources de déphasage que l'on se doit de corriger;
- il est bon également de se rappeler que l'analyse en temps réel est un abus de langage en ce qui a trait aux analyseurs T.R.F.;
- l'information sur la phase d'un analyseur monocanal peut être obtenue grâce à une manipulation supplémentaire mais l'outil ainsi obtenu s'avère très utile;
- il y a différentes façons d'effectuer un "zoom" dépendant des objectifs d'utilisations.

Ces éléments fondamentaux se doivent d'être complétés car bien d'autres difficultés surgissent lorsqu'on aborde l'analyse multicanale: l'importance du déphasage entre canaux, le problème des délais temporels, la signification exacte des fonctions de cohérence, la gestion des essais et l'intercommunication bidirectionnelle entre les instruments et l'ordinateur; c'est pourquoi ces éléments feront l'objet d'un deuxième article que nous soumettrons prochainement.

Bibliographie

1. J.S. Bendat, A.G. Piersol, "Engineering applications of correlation and spectral analysis", J. Wiley, 1980.
2. A. Papoulis, "Signal analysis", McGraw-Hill, 1977.
3. J. Max, "Méthodes et technique de traitement de signal", Masson, 1981, Tome I et II.
4. L. Enochson, "Digital techniques in data analysis", Noise Control Engineering, Nov.-Dec., 1977.
5. A.V. Oppenheim, R.W. Stafer, "Digital signal processing", Prentice-Hall, 1975.
6. R.B. Randall, "Frequency Analysis", Bruël and Kjaër, 1977.
7. J. Nicolas, "Digital processing of acoustic signal", C.A.A., 1981, Edmonton.
8. J. Nicolas, B. Gosselin, G. Lemire, "Dual channel analysis via two single channel analysers", Inter Noise 1982, San Francisco.
9. B. Gosselin, G. Lemire, J. Nicolas, "Augmentation des possibilités des analyseurs T.R.F. grâce à l'utilisation de mini-ordinateurs", A.C.F.A.S., 1981.
10. Y. Champoux, "Méthode d'ordinateur pour l'analyse des vibrations pour l'analyse expérimentale des vibrations via une excitation par impact", Thèse, Université de Sherbrooke, 1979.



Many noise problems are complex in nature and require careful engineering design if an effective solution is to be achieved. Whilst our company supplies a wide range of "standard" design silencers and enclosures, the majority of our work is specialized custom designed silencing systems.

Applications such as gas turbines, electrical transformers, industrial furnaces, heaters, cat crackers, fume scrubbers, power generation plants, aircraft engine test cells, engine frame overhaul run up silencing, require an engineering approach to achieve an effective noise reduction.

Higgott-Kane acoustical engineers bring to every noise problem over 20 years of experience in industrial acoustics in Europe, The United Kingdom, North America and Japan. With industries as diverse as petro-chemical, steel making, power generation, process industries, metals and mining, gas and oil production, transmission and refining, aero-space and nuclear power generation.

For your next noise problem please contact Higgott-Kane



EASTERN CANADA 1085 Bellamy Rd. N. Suite 214, Scarborough, Ontario M1H 3C7 Telephone (416) 431-0641; Telex 065-26144
WESTERN CANADA 9203 MacLeod Trail S., Calgary, Alberta T2H 0M2 Telephone (403) 255-3888; Telex 03-827806