

ABSORPTION ACOUSTIQUE ACTIVE DU BRUIT GENERE PAR LES VENTILATEURS EN CONDUIT

Fabienne Duthoit
Assistante
Service d'Acoustique Appliquée
Université de Liège
Belgique

ABSTRACT

This paper investigates active control of noise generated by fans in ducts. We use an adaptive digital filter to process the incident noise and to create the antinoise. Time domain algorithms (LMS, RLMS,...) are tested with several recordings of fan noise and their performances are compared. This first part is intended to select the best algorithm among four tested versions. Then, we use the best algorithm with a real-world fan noise. Results are seen to be satisfactory and can still be better if the optimal position of the residual-noise sensing microphone is chosen on the basis of some preliminary test. This procedure allows efficient processing in a wide range of frequencies and system geometries.

SOMMAIRE

Cet article est consacré à l'absorption acoustique active du bruit généré par les ventilateurs en conduit. Le contrôleur utilisé pour traiter le bruit incident et pour produire le contre-bruit est un filtre numérique autoadaptatif. Des essais pratiques sont réalisés sur plusieurs enregistrements de bruit de ventilateur afin de comparer systématiquement les performances de différents algorithmes temporels (LMS, RLMS,...). Cette première partie a pour but de sélectionner le meilleur algorithme parmi les quatre versions testées. Ensuite, l'algorithme sélectionné est appliqué au bruit d'un ventilateur réel et son comportement est jugé satisfaisant. Cependant, afin d'améliorer encore l'atténuation du bruit quelles que soient la fréquence et la géométrie du système, nous proposons un test préliminaire de positionnement optimal du microphone captant le bruit résiduel.

1. INTRODUCTION

1.1. Principe

L'absorption acoustique active consiste à neutraliser à un endroit donné une onde sonore incidente par l'action d'une ou plusieurs sources secondaires produisant à cet endroit précis une onde de même forme, de même fréquence, mais de signe opposé.

1.2. Historique (Vian, 1977 et Mangiante, 1974)

En 1933, P. Lueg (Lueg, 1936) déposait un Brevet

américain intitulé "Process of silencing sound oscillations". On y trouve le principe de faire interférer totalement deux ondes d'amplitudes égales, mais de signes opposés et progressant dans le même sens (figure 1), la nécessité d'associer aux sources d'ondes de contre-bruit des microphones de commande qui saisissent l'onde primaire lorsqu'elle arrive à proximité de ces dernières et une discussion sur le processus de déphasage entre l'onde primaire et l'onde de contre-bruit (figure 2).

Aucune expérience ne fut proposée par P. Lueg et aucune réalisation pratique importante n'a suivi le brevet.

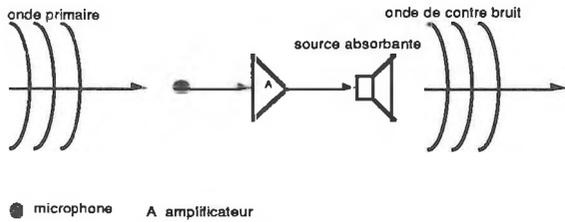


Figure 1. Brevet de P. Lueg

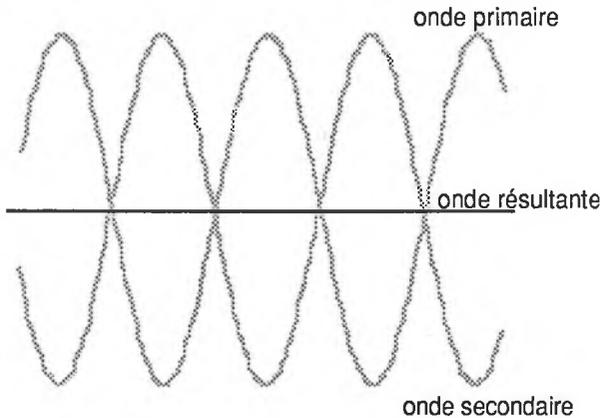


Figure 2. Interférence de 2 ondes progressant dans le même sens

En 1953, H.F. Olson (Olson, 1957 et Olson et May, 1953) publiait ses travaux sur ce qu'il appelait l'absorbeur acoustique électronique. Cet appareil exploitait l'interférence de deux ondes acoustiques en sens inverse (figure 3). Il consistait en un microphone relié à un haut-parleur par un dispositif électronique tel que le haut-parleur émettait au voisinage du microphone une pression acoustique égale et opposée en tout instant à celle de l'onde incidente qu'il captait. Dans les basses fréquences et sur une bande de 2 ou 3 octaves, la pression sonore dans le voisinage du microphone pouvait être réduite par ce procédé de 10 à 25 dB. Olson proposait différentes utilisations de son absorbeur dans des cas où l'on recherchait seulement la réduction du bruit en un point. En effet, puisque les ondes qui interféraient progressaient en sens inverse, l'atténuation ne pouvait être obtenue qu'en certains points (appelés "points sourds") d'un système d'ondes stationnaires.

De l'aveu même de son auteur, cette invention n'a jamais franchi les limites du laboratoire de recherche.

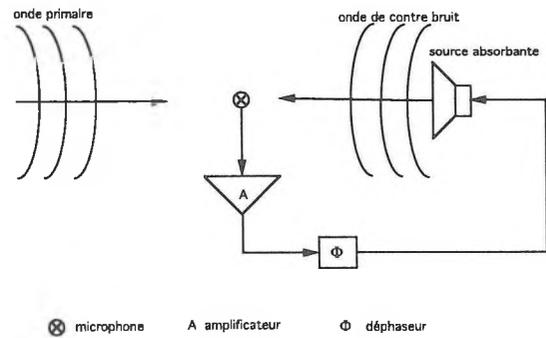


Figure 3. L'absorbeur électronique d'Olson

En 1956, W.B. Conover (Conover, 1956 et Conover et Ringlee, 1955) a publié un travail concernant la réduction du bruit de magnétostriction d'un transformateur de puissance à grande distance. A l'inverse des essais de Olson, Conover faisait cheminer l'onde d'opposition dans le même sens que l'onde à supprimer (figure 4). Le dispositif se composait d'un haut-parleur placé devant le transformateur était alimenté par un amplificateur recevant des signaux en provenance de 2 ou 3 générateurs de signaux sinusoïdaux comportant un réglage de phase et d'amplitude. Chacun de ces générateurs était réglé sur une des premières fréquences harmoniques de celles de la vibration des tôles du transformateur. Un microphone placé à 30 m du transformateur servait au contrôle du réglage de chacune des 3 voies d'alimentation du haut-parleur. Le réglage se faisait manuellement après analyse du signal reçu par le microphone.

Avec ce dispositif, Conover réussit à obtenir une réduction du niveau de bruit atteignant 35 dB. L'ouverture de la zone atténuée de 6 dB était de 23° environ (figure 5).

Mais ce faisceau de silence réalisé par Conover ne donnait des résultats satisfaisants que lorsque les caractéristiques du rayonnement acoustique du transformateur étaient stables. Or, en temps ordinaire, on peut observer dans l'intervalle d'une heure des variations de plus de 6 dB. Cela nécessitait donc de rendre le dispositif automatique.

En 1968, Kido (Kido et Onoda, 1972, Kosoka, Onoda et Kido, 1967 et Onoda et Kido, 1968) a effectué des travaux assez intéressants sur la réduction des bruits des transformateurs qui se résument, en quelque sorte, à automatiser un dispositif de contre-bruit très semblable à celui qu'étudia Conover aux U.S.A. .

Kido a utilisé des groupements de sources secondaires entourant la source de bruit. Celles-ci étaient réparties soit

sur un cercle, soit sur une sphère entourant le transformateur. Il n'employait pas de microphone pour capter le son primaire et il génèrait directement les raies principales de celui-ci (figure 6).

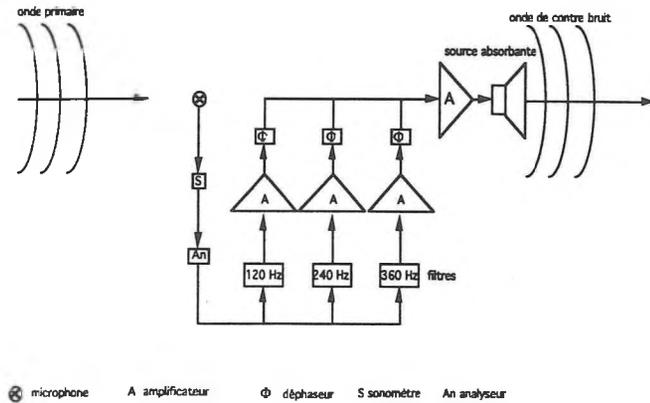


Figure 4. Le faisceau de silence de Conover

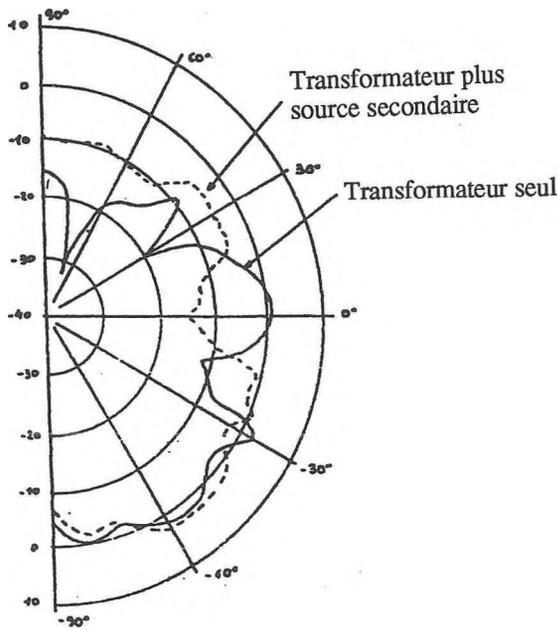


Figure 5. Niveaux sonores relevés par Conover

En opérant ainsi, des affaiblissements supérieurs à 10 dB ont pu être obtenus dans des zones d'ouverture assez

importantes. Malheureusement, on constate que ce dispositif crée également des régions dans lesquelles le bruit est renforcé de 15 dB environ, ce qui constitue un lourd handicap (figure 7).

En 1970, M. Jessel (Jessel, 1963, 1966, 1968, 1971, 1972 et 1973) ainsi qu'une équipe de chercheurs, ont entrepris une étude plus systématique du principe de l'absorption active du bruit. Une théorie approfondie basée sur le principe de "HUYGENS" permet d'obtenir le calcul explicite des sources de "contre-bruit" capables de réaliser le silence dans un espace donné.

En 1971, May s'attachait à appliquer l'absorbant d'Olson à la réalisation de casques d'insonorisation.

Les travaux précédant Jessel étaient limités soit parce que le système d'absorption était figé pour une seule fréquence (pour Lueg, la position du microphone crée le déphasage), soit parce qu'une fois déterminé, il ne pouvait plus s'adapter aux différentes variations d'amplitude ou de fréquence (Olson, réglage manuel), soit parce que l'étude théorique était insuffisante (Kido).

Depuis le début des années 80, le développement de la micro-informatique (DSP: digital signal processor) permet de s'affranchir des problèmes d'adaptation du système d'absorption aux variations du bruit incident. Le retour aux systèmes développés avant la publication des travaux de Jessel est donc possible et plus simple.

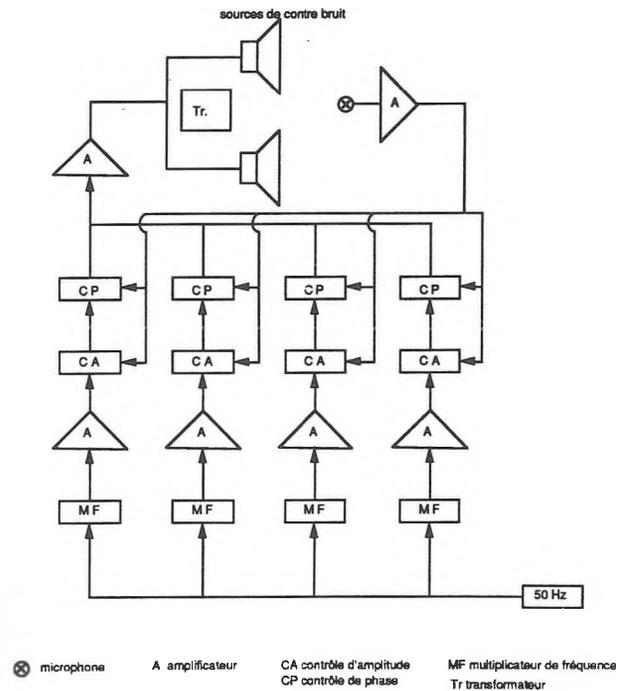


Figure 6. Contrôle automatique de l'anti-bruit selon Kido

Méthode fréquentielle

Le système de la figure 8 peut être modélisé en représentant les fonctions de transfert des différents éléments sous forme de schémas-blocs. A partir de ceux-ci, en imposant que le signal détecté en M2 soit nul, on obtient la formule du contrôleur. Les différentes fonctions de transfert intervenant dans cette formule sont obtenues par mesures.

En 1984, A. Roure (Roure, 1985), calcule la fonction de transfert fréquentielle du contrôleur $c(f)$ (figure 8) à partir des mesures des différentes fonctions de transfert du système. Par FFT inverse de $c(f)$, il obtient les coefficients d'un filtre digital transversal (convolveur). Il a obtenu de bons résultats.

Les inconvénients de ce type de système sont :

- mesure des fonctions de transfert lorsque le système est en fonctionnement du fait de la perturbation introduite par le contrôleur ;
- problèmes de causalité lors de l'inversion de la réponse fréquentielle.

Méthode temporelle

Le principe du contrôleur (figure 8) est de calculer les coefficients optimaux d'un filtre "FIR" (finite impulse response) ou "IIR" (infinite impulse response) à chaque pas, graduellement, de manière à annuler le signal en M2 (par la méthode des moindres carrés).

Cette méthode permet d'éviter la mesure de la plupart des différentes fonctions de transfert du système ainsi que le calcul des FFT. Le contrôleur effectue beaucoup moins de calculs à chaque pas que pour la méthode fréquentielle et agit donc plus rapidement.

Les avantages de cette méthode sont sa simplicité et sa rapidité d'adaptation.

Nous en parlerons de façon plus complète plus loin.

2. FILTRES ADAPTATIFS TEMPORELS

2.1. Introduction

L'absorption active est surtout utilisée dans les gaines de ventilation, tuyaux d'échappement... Elle agit sur les bruits de moteurs, ventilateurs, hélices d'avions.

Or, la vitesse et la charge de ces engins varient continuellement et, de ce fait, la fréquence et l'amplitude du bruit aussi.

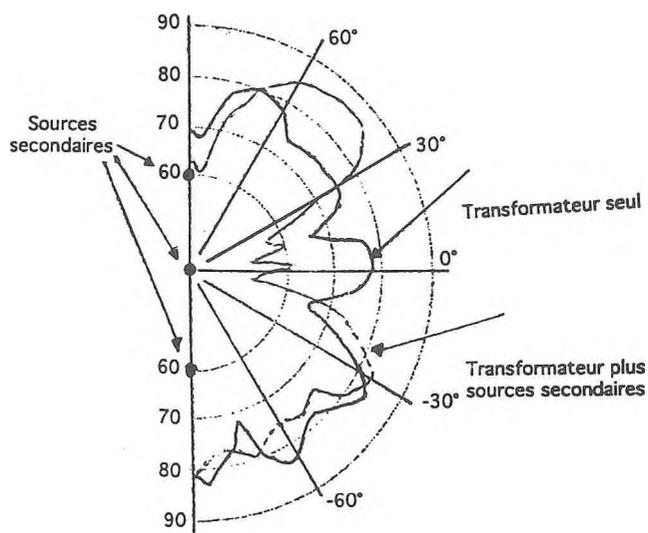


Figure 7. Résultats obtenus par Kido

Le principe d'un système de contre-bruit actuel est le suivant (Billet, 1992) :

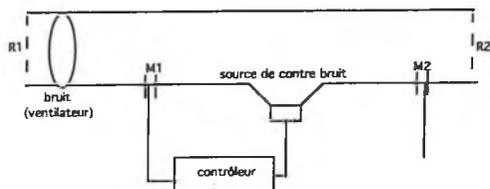


Figure 8. Principe d'un système de contre-bruit en conduit

Le microphone M1 détecte le bruit indésirable et, du fait de la plus grande vitesse de propagation des signaux électriques sur les signaux sonores, le contrôleur a le temps de calculer le signal en opposition de phase qui sera émis par le haut-parleur au moment où l'onde détectée en M1 parvient en M2.

Pour déterminer ce contrôleur, deux méthodes existent. Les premières étaient basées sur une analyse fréquentielle. Maintenant, des solutions purement temporelles utilisant des filtres adaptatifs sont plus intéressantes :

De plus, des changements dans les conditions atmosphériques (température, humidité...) entraînent également des modifications de fréquence. Il est donc nécessaire d'utiliser des systèmes d'absorption active adaptatifs.

2. 2. Systèmes de contrôle actif adaptatif

Le système à anticipation (Nelson et Eliot, 1992)

Le signal de référence (figure 9) est déduit de la source primaire (par exemple un tachymètre pour les machines tournantes) et est traité par un contrôleur (celui-ci sera décrit ultérieurement) pour commander le haut-parleur de contre-bruit. Le microphone est utilisé pour optimiser le contrôleur afin d'obtenir la meilleure atténuation possible du bruit au niveau de ce microphone.

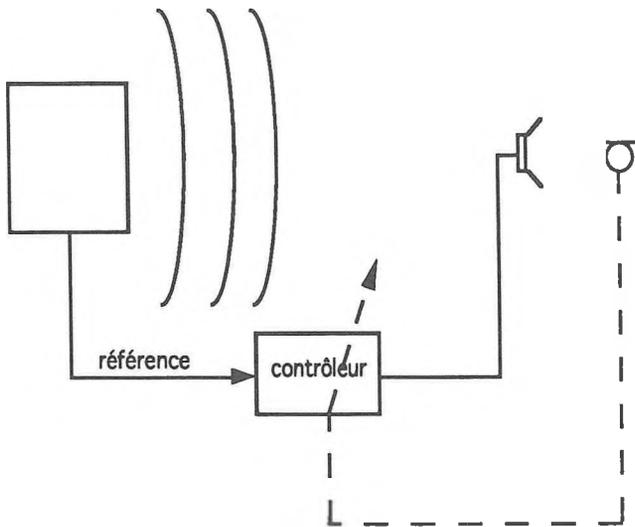


Figure 9. Système à anticipation

Le système à contre-réaction (Eriksson, Allie, Brennigan, Greiner, 1988)

Le microphone d'entrée (figure 10) capte le bruit indésirable. Cette information est alors traitée par le contrôleur pour fournir un signal au haut-parleur de manière à minimiser l'onde primaire. Le microphone d'erreur mesure le bruit résiduel et permet au contrôleur d'adapter ses coefficients pour annuler ce résidu.

Le haut-parleur rayonne en amont et en aval et produit ainsi une influence (feedback acoustique) sur le microphone d'entrée qui risque de déstabiliser l'algorithme.

Pour éviter ce phénomène, des microphones et haut-parleurs directionnels peuvent être utilisés. Mais ce n'est pas une solution idéale puisque la directionnalité varie avec la fréquence.

Une autre solution consiste à utiliser le système à contre-réaction utilisant un contrôleur récursif décrit ci-après.

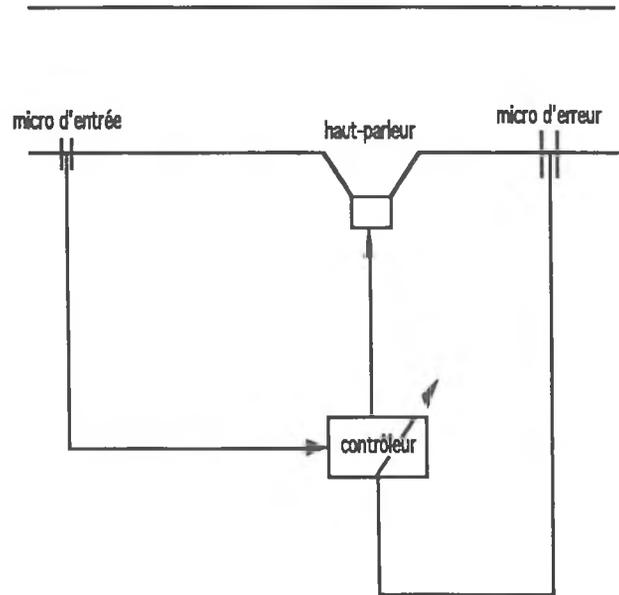


Figure 10. Système à contre réaction

Système à contre-réaction utilisant un contrôleur récursif (Billet, 1992)

Ce système (figure 11) consiste à introduire le "feedback" acoustique dans l'algorithme. Ceci est possible en ajoutant des pôles à la fonction de transfert du contrôleur.

Le contrôleur est composé de 2 parties (Eriksson, Allie, Greiner, 1987). La partie "A" (figure 11) a une fonction de transfert qui ne contient que des zéros. Elle représente ainsi le chemin acoustique direct. Le signal de référence de cette partie est le signal capté par le microphone M1. Par contre, la fonction de transfert de "B" ne possède que des pôles et de ce fait modélise le feedback acoustique. Le signal de référence de cette partie récursive est donc le signal pris à la sortie de l'ensemble du contrôleur.

Le signal mesuré par le microphone M2 sert à ajuster les coefficients de A et B pour minimiser le signal résiduel à cet endroit.

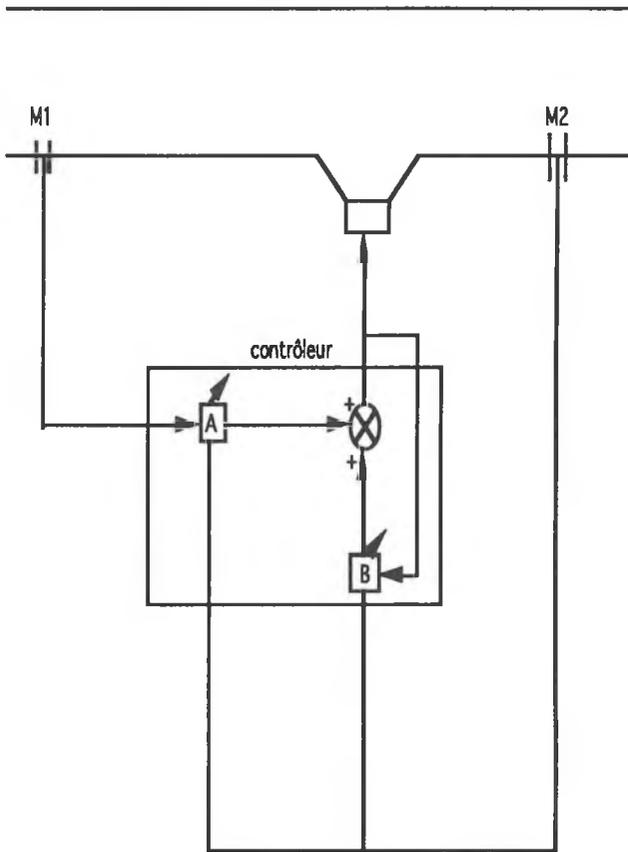


Figure 11. Système à contre réaction avec contrôleur récursif

2.3. Algorithmes des filtres adaptatifs (Billet, 1992)

L'algorithme LMS simple (Least Mean Square Digital Filter)

La formulation mathématique de ce filtre (figure 12) est la suivante :

$$y(n) = b_0(n) x(n) + b_1(n) x(n-1) + b_2(n) x(n-2) + \dots$$

Les différentes valeurs représentées sur le graphique de la figure 12 sont :

$x(n)$ = échantillons du signal d'entrée
 $e(n)$ = échantillons du signal résiduel

Sur ce graphique, on voit que $e(n) = d(n) + b^T(n) x(n)$
 où $b^T(n) = [b_0(n), b_1(n), \dots]$

L' algorithme L.M.S. est celui qui adapte graduellement tous les coefficients ($b_i(n)$) du filtre "F.I.R." (filtre à réponse impulsionnelle finie) à chaque pas pour minimiser

$e(n)$ par la méthode des moindres carrés.

La formule de récurrence pour le calcul de ses coefficients est :

$$b_i(n) = b_i(n-1) + u e(n) x(n-i)$$

où u = coefficient de convergence qui contrôle la stabilité de l'algorithme et la vitesse d'adaptation de celui-ci.

La condition initiale habituelle est $b_0(0) = 0$.

Il a été démontré (Nelson, Eliot, 1992) que cet algorithme converge pour des signaux d'entrée statistiquement stationnaires.

Il convient donc au premier système décrit précédemment ou au deuxième système, pourvu que le microphone et le haut-parleur soient unidirectionnels.

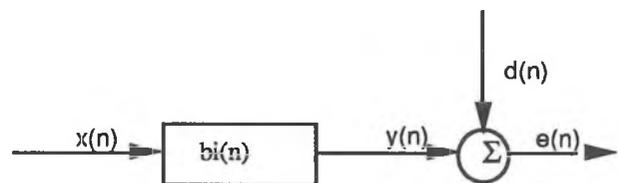


figure 12. Représentation schématique du filtre digital adaptatif

L'algorithme R.L.M.S. (Recursive Least Mean Square Digital Filter)

Cet algorithme est basé sur le même principe que le précédent à la différence qu'il utilise un filtre IIR (Infinite Impulse Response), c'est-à-dire qu'il introduit des pôles dans la fonction de transfert du filtre, contrairement au L.M.S. qui est un filtre tous zéros. Ceci permet de représenter le "feedback" acoustique dans l'algorithme : les zéros représentent le chemin direct et les pôles le "feedback".

La formulation mathématique du filtre est la suivante :

$$y(n) = \sum_{i=0}^M a_i x(n-i) - \sum_{i=0}^N b_i y(n-i)$$

La formule récursive du calcul des coefficients du filtre est :

$$a_i(n) = a_i(n-1) + x(n-i) u e(n)$$

$$b_i(n) = b_i(n-1) + y(n-i) u e(n)$$

où $y(n-i)$ représente les échantillons de sortie du filtre.

Vu la présence de pôles dans la fonction de transfert, cet algorithme possède des risques d'instabilité plus grands que le L.M.S. ou la possibilité de converger vers un minimum local.

Cet algorithme donne de bons résultats (Simon Haykin, 1991) pour des signaux "bande étroite", ainsi que pour des bruits aléatoires.

Il convient parfaitement au troisième système décrit au chapitre précédent.

3. REALISATION PRATIQUE

3.1. Introduction

L'étude étant axée sur le bruit généré par les ventilateurs en conduit, nous sommes face à un bruit composé essentiellement de fréquences pures et de leurs harmoniques.

Pour des fréquences inférieures à la première fréquence de coupure du conduit, les ondes peuvent être considérées comme planes.

Il est possible de montrer que, dans ce cas, la superposition de l'onde plane incidente (produite par le ventilateur) avec l'onde plane secondaire (contre-bruit) atténuée le bruit en tous points situés au-delà de la source de contre-bruit.

3.2. Expérimentation pratique

Le principe utilisé ici est celui du système à anticipation où le contrôleur peut être soit un algorithme L.M.S. ou un R.L.M.S..

Première configuration

Pour cette expérience (figure 13), l'enregistrement d'un bruit de ventilateur diffusé dans un haut-parleur remplace la source de bruit primaire (ventilateur).

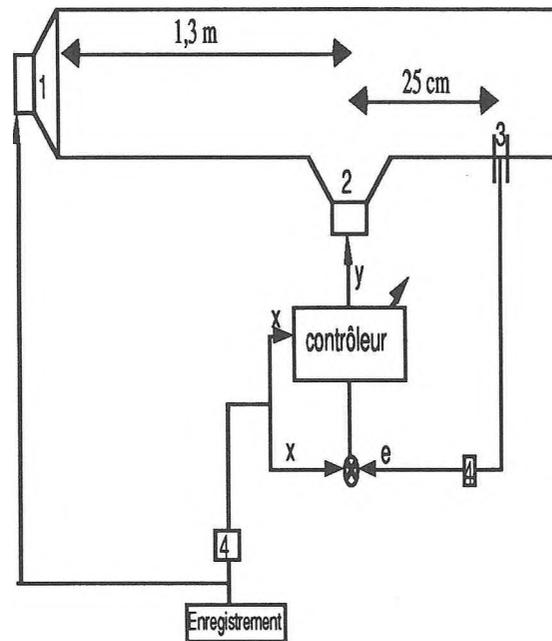
Cette étude a permis dans un premier temps de comparer l'efficacité des différents contrôleurs décrits ci-dessous.

En faisant varier la vitesse de défilement de l'enregistreur, il est possible de changer la fréquence pure de l'enregistrement du bruit du ventilateur.

Les conditions sont donc proches de la réalité.

Contrôleurs et schémas des installations

L.M.S. (Least mean square digital filter)



- (1) haut-parleur représentant la source primaire
- (2) haut-parleur de contre-bruit
- (3) microphone
- (4) filtre 1/3 d'octave

Le contrôleur est programmé (via un Macintosh) sur un DSP 56000. La carte d'entrée-sortie est une carte "Ariel" ADC56000.

figure 13. Représentation schématique du L.M.S.

Le bruit généré par les ventilateurs a été préalablement enregistré. Cet enregistrement (x) alimente le haut-parleur primaire (1) et sert également de signal de référence au contrôleur (LMS). Ceci évite donc le "feedback" acoustique.

Celui-ci génère alors un signal de sortie (y) qui est envoyé au haut-parleur secondaire (2) et produit ainsi l'onde qui est combinée avec le bruit du ventilateur. Le microphone (3) mesure le signal résiduel (e) à cet endroit et le transmet au contrôleur qui adapte les coefficients du filtre L.M.S. pour minimiser ce signal résiduel. Ces opérations sont répétées à chaque pas.

Les formules de ce contrôleur sont les suivantes :

$$F.I.R. : y(n) = b_0(n)x(n) + b_1(n)x(n-1) + b_2(n)x(n-2) + \dots$$

où $y(n)$ = signal de sortie du L.M.S. envoyé au H.P. de contre-bruit;
 $b_i(n)$ = coefficients du F.I.R.;
 $x(n-i)$ = signal enregistré et filtré en 1/3 d'octave sur la fréquence pure du ventilateur..

La formule de récurrence pour le calcul des coefficients du F.I.R est :

$$b_i(n) = b_i(n-1) + u e(n) x(n-i)$$

où $e(n)$ = signal mesuré par le microphone (3) et filtré en 1/3 d'octave sur la fréquence pure du ventilateur.

Les signaux x et e sont filtrés en 1/3 d'octave sur la fréquence pure du bruit du ventilateur pour améliorer la performance du système. Dans ce cas, l'atténuation se produira uniquement sur la fondamentale du bruit du ventilateur

Il a été démontré (Nelson et Eliot, 1992) que, si u est grand, le processus d'adaptation est rapide, mais l'erreur résiduelle est plus grande. Par contre, si u est trop faible, l'algorithme ne converge plus. Il est donc nécessaire de trouver le compromis idéal dans le choix de ce coefficient.

R.L.M.S (Recursive least mean square digital filter)

Le contrôleur (figure 14) est composé d'une partie **A** qui génère tous les zéros de la fonction de transfert et d'une partie **B** qui en produit tous les pôles.

La formulation mathématique du filtre est la suivante :

$$y(n) = \sum_{i=0}^M a_i x(n-i) - \sum_{i=0}^N b_i y(n-i)$$

La formule pour le calcul des coefficients est :

$$a_i(n) = a_i(n-1) + x(n-i) u e(n)$$

$$b_i(n) = b_i(n-1) + y(n-i) u e(n)$$

Le principe de fonctionnement est similaire au précédent.

Ce type d'algorithme a été développé pour résoudre le problème du "feedback" acoustique (perturbation de la source secondaire sur le microphone d'entrée).

Or, dans le cas des ventilateurs, il est possible d'obtenir un

signal de référence (pour le contrôleur) à la fréquence générée par le ventilateur (emploi d'un tachymètre par exemple). Ce signal ne sera dès lors pas perturbé par la source secondaire. Il n'y a donc pas de problème de "feedback" acoustique dans ce cas et l'emploi d'un filtre I.I.R. n'est pas indispensable.

Néanmoins, nous avons testé cet algorithme pour comparer ses performances par rapport à celles du L.M.S.. Les résultats comparatifs seront donnés dans la suite de cet exposé.

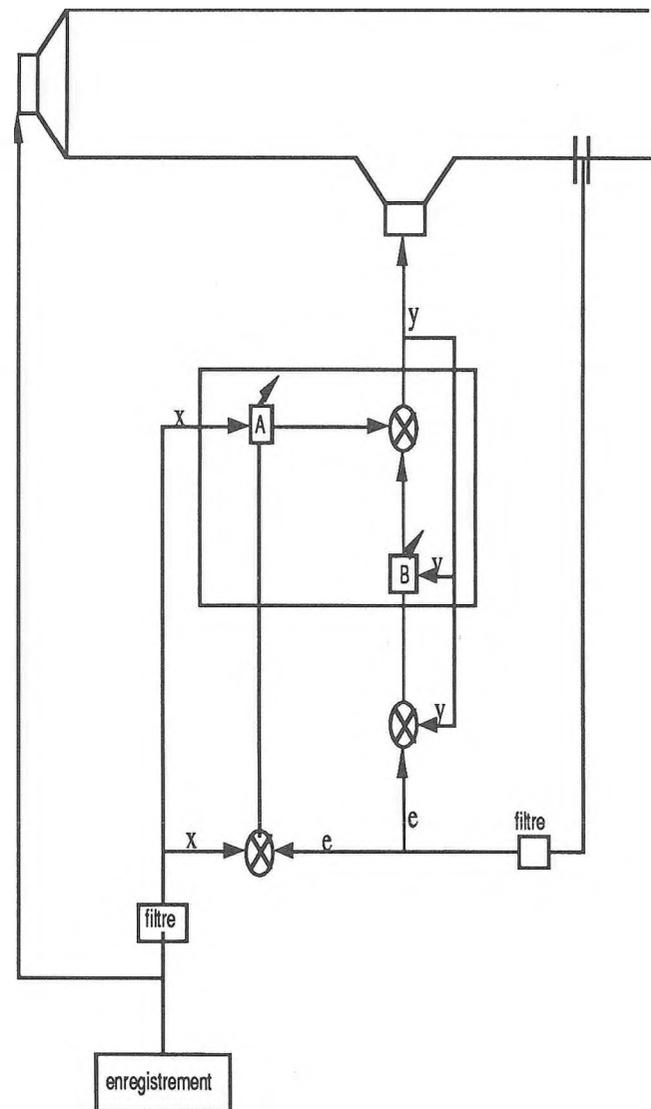


figure 14. Représentation schématique du RLMS

L.M.S. avec modélisation du chemin d'erreur

Le chemin d'erreur est composé du haut-parleur secondaire et de la liaison acoustique entre ce haut-parleur et le microphone d'erreur.

Le signal d'erreur est observé à travers ce chemin.

Si on appelle "c" l'ensemble des fonctions de transfert du haut-parleur et du chemin entre le haut-parleur et le microphone, le système peut être représenté sommairement par le bloc diagramme de la figure 15.

La formulation mathématique de la figure 15 est :

$$\begin{aligned}
 E &= D + CY \\
 Y &= BX \\
 E &= D + CBX
 \end{aligned}$$

en inversant les fonctions de transfert, la représentation schématique du système devient celle de la figure 16.

La formulation mathématique de la figure 16 devient alors :

$$\begin{aligned}
 X' &= CX \\
 Y &= BX' \\
 E &= D + BX' \\
 E &= D + BCX
 \end{aligned}$$

Les 2 modèles ci-dessus sont donc identiques.

On constate que la deuxième formulation est identique à celle de l'algorithme LMS décrit page 6 où x est remplacé par x'.

L'algorithme du LMS avec modélisation du chemin d'erreur devient alors :

$$y(n) = b_0(n) x(n) + b_1(n) x(n-1) + \dots$$

$$b_i(n) = b_i(n-1) + u e(n) x'(n-i)$$

où x'(n-i) représente le signal x filtré par un F.I.R. modélisant "c".

Le schéma global du système devient alors celui de la figure 17.

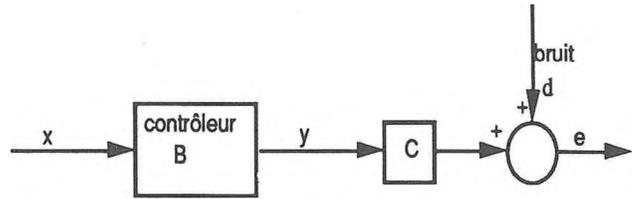


figure 15. Bloc diagramme du L.M.S. et du chemin d'erreur

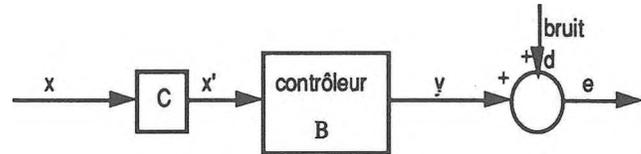


figure 16. Bloc diagramme avec inversion des fonctions de transfert

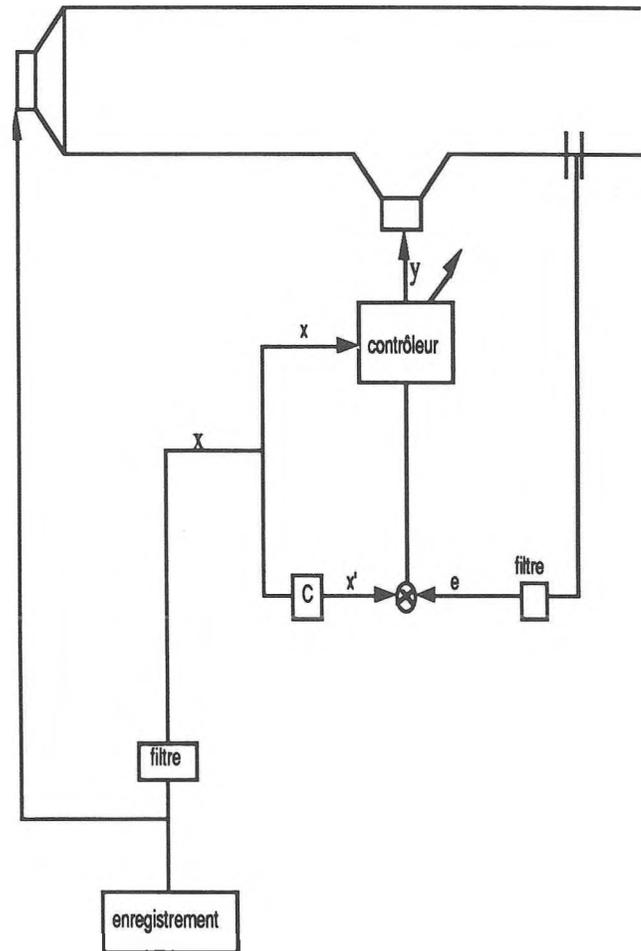


figure 17. Représentation schématique du LMS avec modélisation du chemin d'erreur

Il reste à déterminer les coefficients du filtre F.I.R. qui modélise "c".

Pour ce faire, avant de démarrer le processus de l'absorption active, il faut lancer un algorithme L.M.S (figure 18) qui, après convergence, donnera les coefficients du F.I.R..

Cet algorithme utilise comme signal de référence une source de bruit blanc filtrée sur la bande de 1/3 d'octave contenant la fréquence pure du ventilateur. Cette même source de bruit blanc alimente également le haut-parleur de contre-bruit.

Le signal d'erreur pour le L.M.S. est constitué par la différence entre les signaux de sortie du microphone et de sortie du L.M.S..

Après convergence de cet algorithme, les coefficients obtenus sont ceux d'un filtre F.I.R. qui modélise le chemin d'erreur.

R.L.M.S. avec modélisation du chemin d'erreur

La modélisation du chemin d'erreur se fait comme pour le cas précédent. Ce filtre s'applique sur le signal d'entrée x (figure 19) pour la partie contenant tous les zéros de l'algorithme et le signal y pour la partie contenant tous les pôles.

La formulation de l'algorithme complet est la suivante :

$$y(n) = \sum_{i=0}^M a_i x(n-i) - \sum_{i=0}^N b_i y(n-i)$$

$$b_i(n) = b_i(n-1) + u_1 e(n) y'(n-i)$$

$$a_i(n) = a_i(n-1) + u_2 e(n) x'(n-i)$$

où $y'(n-i)$ = signal de sortie du R.L.M.S. filtré par le F.I.R. modélisant "c".

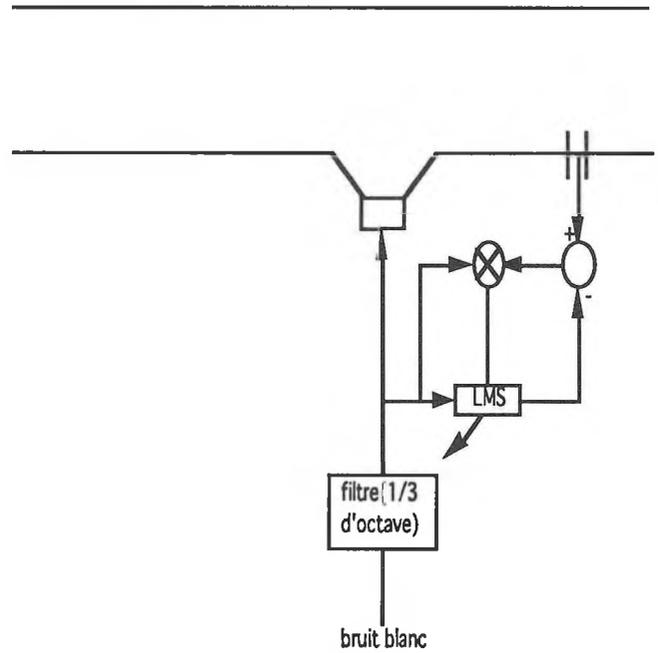


figure 18. Représentation schématique de l'algorithme de modélisation du chemin d'erreur

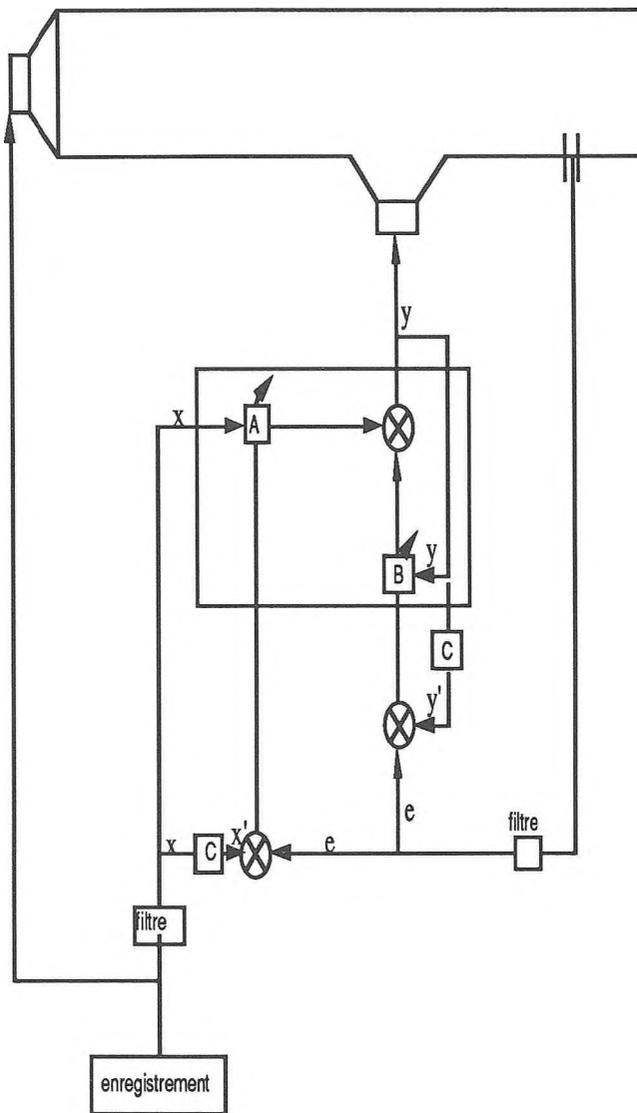


figure 19. Schéma du RLMS avec modélisation du chemin d'erreur

Résultats

Des essais ont été réalisés sur trois enregistrements de ventilateurs différents avec les quatre algorithmes décrits précédemment.

Remarque : il faut être prudent lors des essais avec les algorithmes LMS et RLMS sans modélisation du chemin d'erreur. En effet, sans celle-ci, ces algorithmes risquent de diverger.

Ventilateur dont la fréquence pure est de 314 Hz

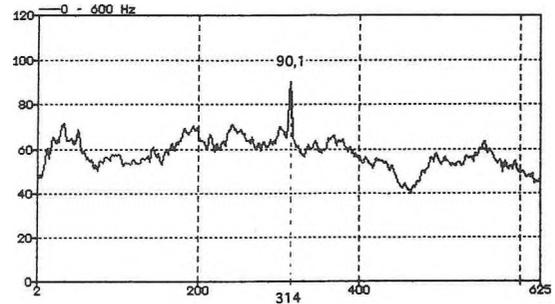


FIGURE 20. Mesure du signal (e) lorsque le LMS est à l'arrêt

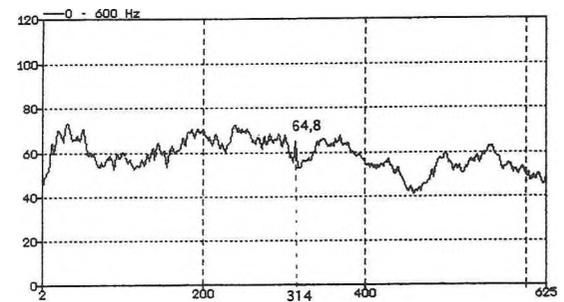


FIGURE 21. Mesure du signal (e) lorsque le LMS est actif

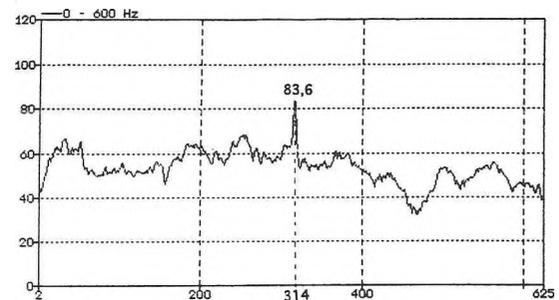


FIGURE 22. Mesure du signal (e) lorsque le LMS avec modélisation du chemin d'erreur est à l'arrêt

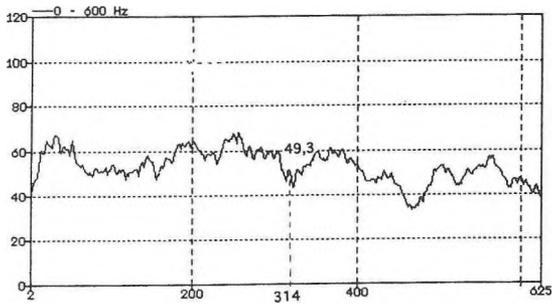


FIGURE 23. Mesure du signal (e) lorsque le LMS avec modélisation du chemin d'erreur est actif

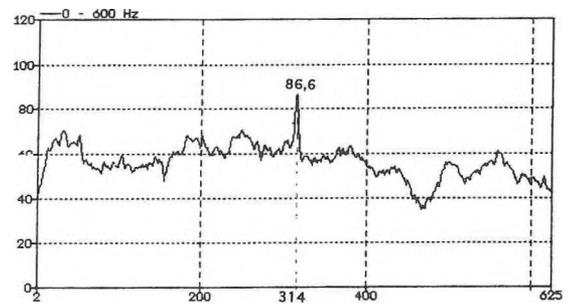


FIGURE 26 Mesure du signal (e) lorsque le RLMS avec modélisation du chemin d'erreur est à l'arrêt

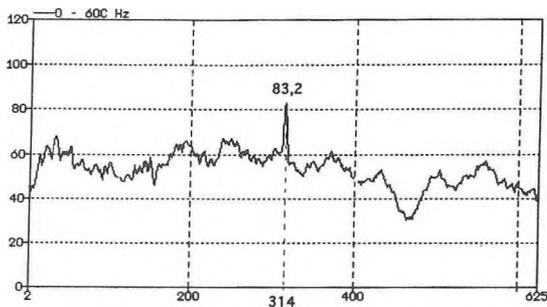


FIGURE 24. Mesure du signal (e) lorsque le RLMS est à l'arrêt

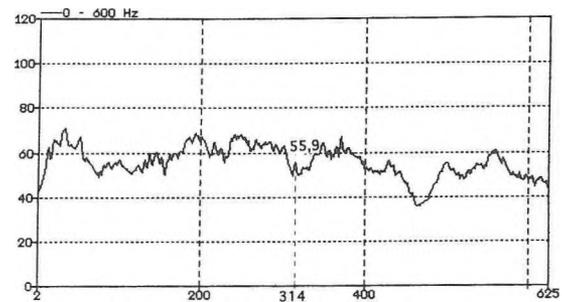


FIGURE 27. Mesure du signal (e) lorsque le RLMS avec modélisation du chemin d'erreur est actif

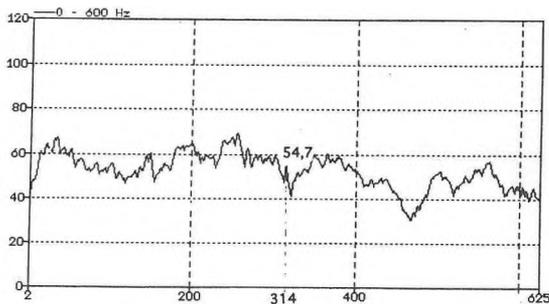


FIGURE 25. Mesure du signal (e) lorsque le RLMS est actif

Ventilateur dont la fréquence pure est de 250 Hz

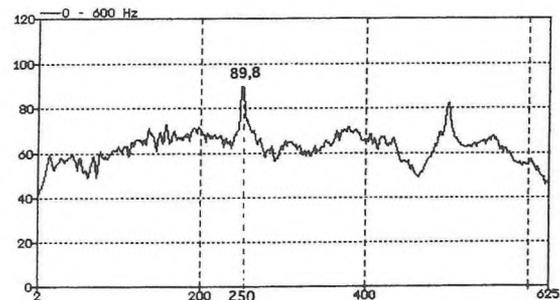


FIGURE 28. Mesure du signal (e) lorsque le LMS est à l'arrêt

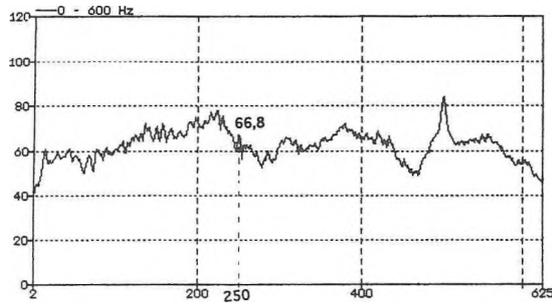


FIGURE 29. Mesure du signal (e) lorsque le LMS est actif

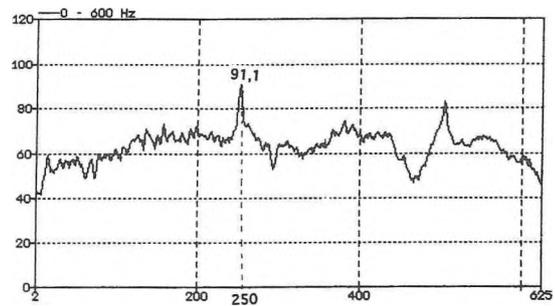


FIGURE 32. Mesure du signal (e) lorsque le RLMS est à l'arrêt

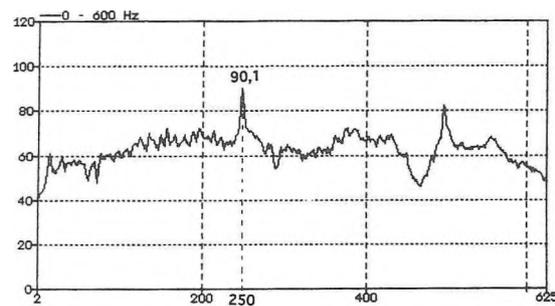


FIGURE 30. Mesure du signal (e) lorsque le LMS avec modélisation du chemin d'erreur est à l'arrêt

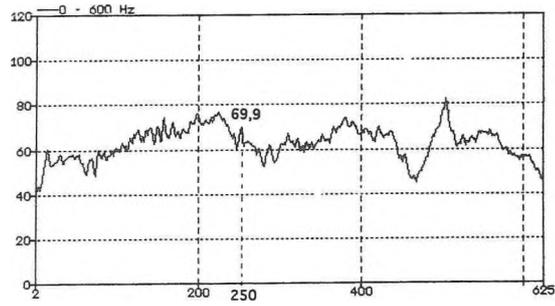


FIGURE 33. Mesure du signal (e) lorsque le RLMS est actif

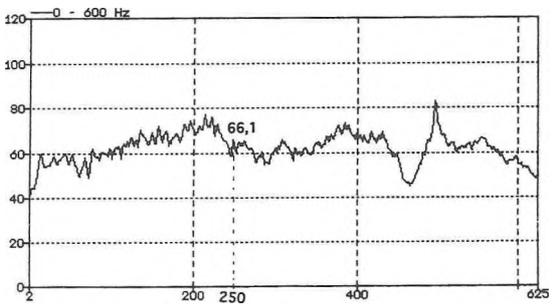


FIGURE 31. Mesure du signal (e) lorsque le LMS avec modélisation du chemin d'erreur est actif

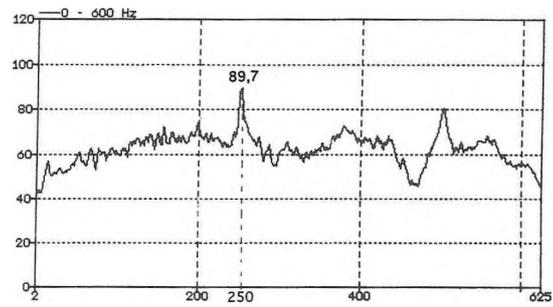


FIGURE 34. Mesure du signal (e) lorsque le R.LMS avec modélisation du chemin d'erreur est à l'arrêt

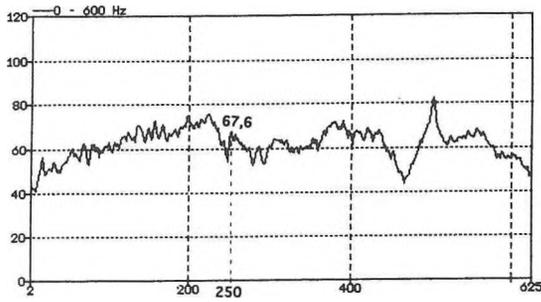


FIGURE 35. Mesure du signal (e) lorsque le RLMS avec modélisation du chemin d'erreur est actif

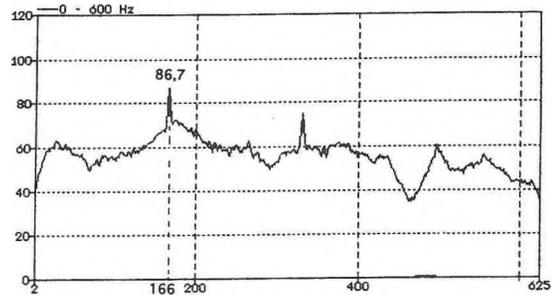


FIGURE 38. Mesure du signal (e) lorsque le LMS avec modélisation du chemin d'erreur est à l'arrêt

Ventilateur dont la fréquence pure est de 166 Hz

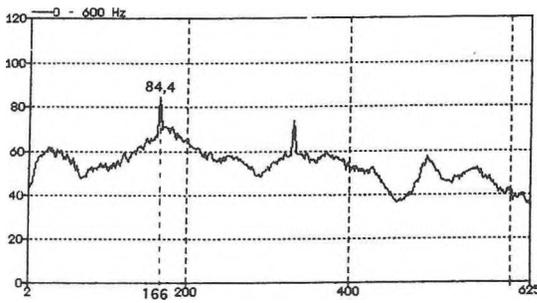


FIGURE 36. Mesure du signal (e) lorsque le LMS est à l'arrêt

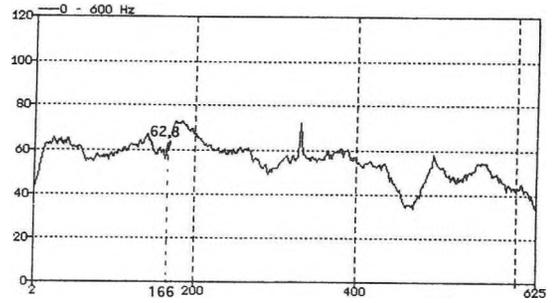


FIGURE 39. Mesure du signal (e) lorsque le LMS avec modélisation du chemin d'erreur est actif

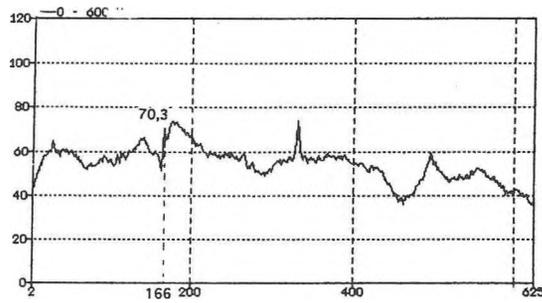


FIGURE 37. Mesure du signal (e) lorsque le LMS est actif

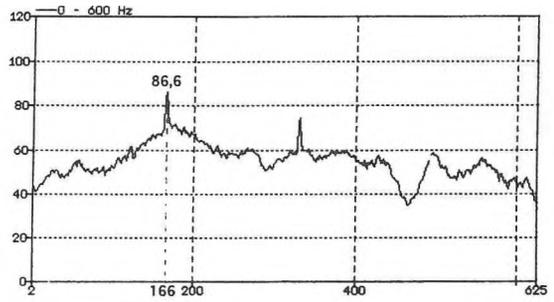


FIGURE 40. Mesure du signal (e) lorsque le RLMS est à l'arrêt

Tableau 1. Comparaison des résultats de mesures

	LMS	LMS avec chemin d'erreur	RLMS	RLMS avec chemin d'erreur
I) Ventilateur avec une f pure de 314 Hz				
a) Atténuation de la raie principale	25 dB	33 dB	27 à 28 dB	30 dB
b) Bande de fréquence que l'algorithme peut suivre	303 à 318 Hz	280 à 319 Hz	280 à 319 Hz	280 à 319 Hz
II) Ventilateur avec une f pure de 266 Hz				
a) Atténuation de la raie principale	22 à 23 dB	24 dB	21 à 22 dB	22 dB
b) Bande de fréquence que l'algorithme peut suivre	247 à 278 Hz	247 à 278 Hz	247 à 278 Hz	247 à 278 Hz
III) Ventilateur avec une f pure de 166 Hz				
a) Atténuation de la raie principale	14 dB	21 à 24 dB	20 dB	21 dB
b) Bande de fréquence que l'algorithme peut suivre	154 à 170 Hz	154 à 176 Hz	154 à 176 Hz	154 à 178 Hz

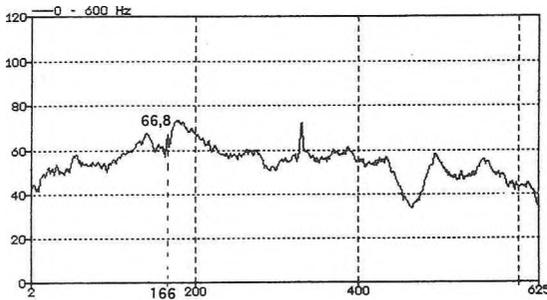


FIGURE 41. Mesure du signal (e) lorsque le RLMS est actif

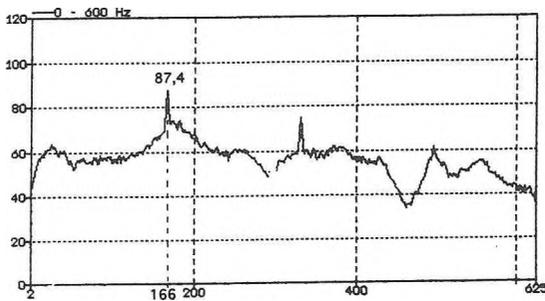


FIGURE 42. Mesure du signal (e) lorsque le RLMS avec modélisation du chemin d'erreur est à l'arrêt

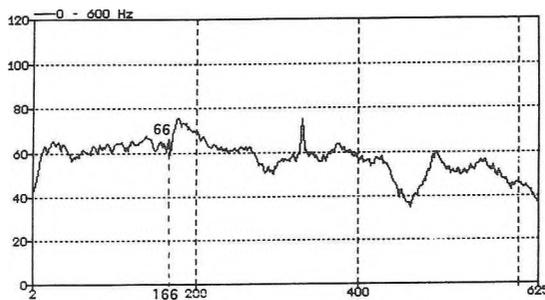


FIGURE 43. Mesure du signal (e) lorsque le RLMS avec modélisation du chemin d'erreur est actif

Discussion

Il apparaît que quelque soit l'algorithme utilisé, la fréquence pure du ventilateur est rejetée dans le bruit de fond après contrôle. Mais, il est néanmoins intéressant d'aller plus loin en comparant les valeurs de ces atténuations. Ainsi, l'algorithme donnant les meilleurs résultats dans ce cas simple a toutes les chances d'être également le plus efficace pour des situations plus complexes.

Le L.M.S. avec modélisation du chemin d'erreur donne de meilleurs résultats que le L.M.S., qu'il s'agisse de l'atténuation de la fréquence pure ou de la capacité à suivre les variations de fréquences du bruit généré par le ventilateur.

Ces constatations sont valables également pour l'algorithme R.L.M.S. avec modélisation du chemin d'erreur par rapport à l'algorithme R.L.M.S., bien que, dans ce cas, les différences soient moins marquées.

L'algorithme L.M.S. avec modélisation du chemin d'erreur, comme le R.L.M.S. avec modélisation du chemin d'erreur, suivent tous deux les variations de fréquences sur toute la bande de 1/3 d'octave correspondant à la raie générée par le ventilateur.

En ce qui concerne l'atténuation de la fréquence pure, le L.M.S. avec modélisation du chemin d'erreur est légèrement meilleur que le R.L.M.S. avec modélisation du chemin d'erreur. Ces différences sont probablement dues au fait que le R.L.M.S. n'a pas eu le temps de converger vers un L.M.S.

C'est donc le L.M.S. avec modélisation du chemin d'erreur qui semble donner les meilleurs résultats.

Il est à noter que tous ces essais ont été réalisés avec des

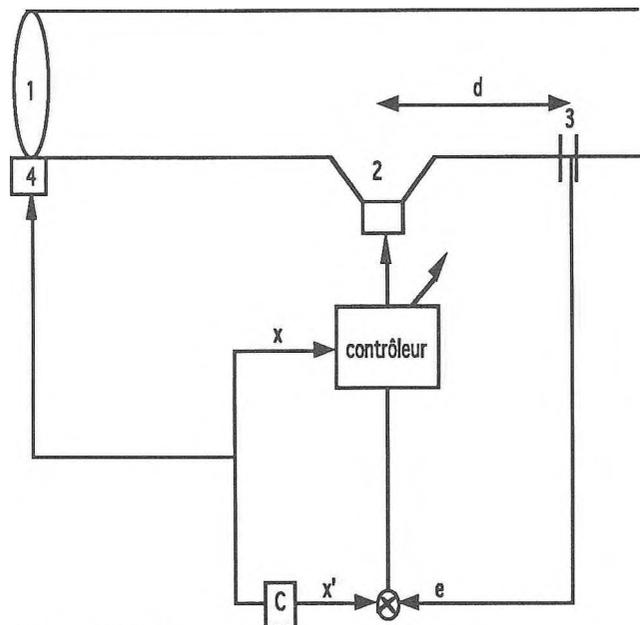
filtres de même ordre (4) et des coefficients de convergence identiques ($u=0,001$) pour chacun d'eux.

Deuxième configuration

Dans ce nouveau montage (figure 44), le haut-parleur et l'enregistreur sont remplacés par un ventilateur réel.

Le ventilateur est positionné à l'entrée du tube .

Un tachymètre raccordé sur le ventilateur fournit le signal de référence pour le contrôleur.



- (1) : ventilateur
- (2) : haut-parleur de contre bruit
- (3) : microphone
- (4) : tachymètre
- (d) : distance entre le haut-parleur et le microphone

figure 44. Schéma de l'installation avec le ventilateur

Le contrôleur utilisé est le L.M.S. avec modélisation du chemin d'erreur puisqu'il a donné les meilleurs résultats précédemment.

Le ventilateur est alimenté en 220 V.

Il est raccordé au réseau via un potentiomètre, permettant par variation de tension de faire varier la fréquence pure générée par ce ventilateur.

L'efficacité du contrôleur peut donc être vérifiée sur une large gamme de fréquences.

La fréquence pure générée par le ventilateur est de 678 Hz lorsqu'il est alimenté sous sa tension normale (220 V).

Résultats pour une distance (d) de 30 cm

Aux fréquences de 584 Hz, 600 Hz, 628 Hz et 700 Hz ,il n'y a pas d'atténuation .

Tableau 2. Résultats d'une première série d'essais (les spectres mesurés sont en annexes A1)

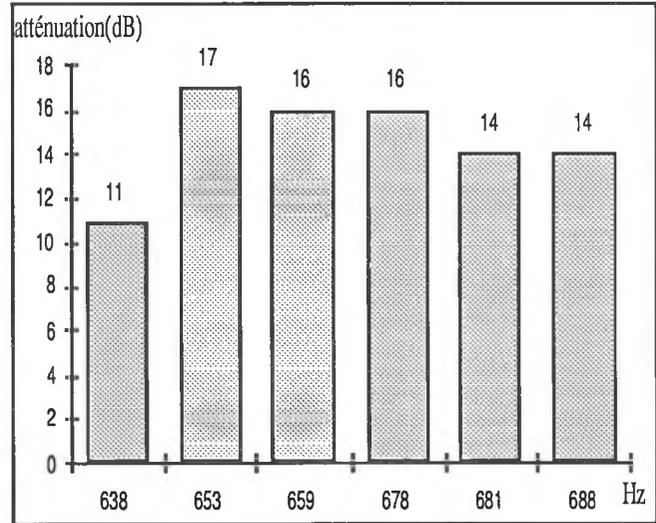
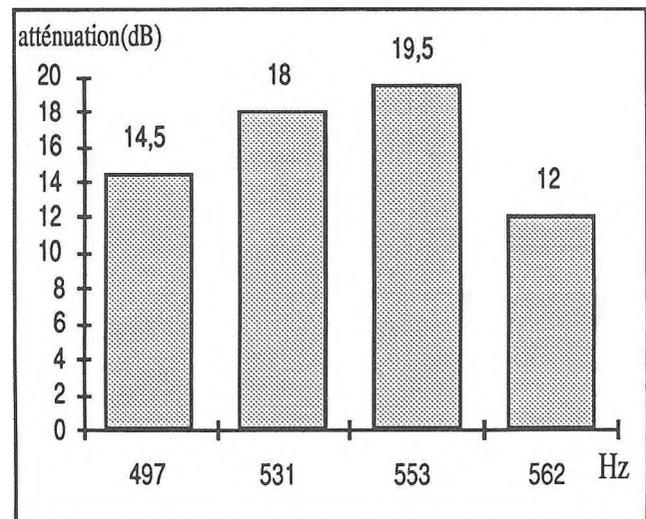


Tableau 3. Résultats d'une deuxième série d'essais (les spectres mesurés sont en annexes A2)



Discussion

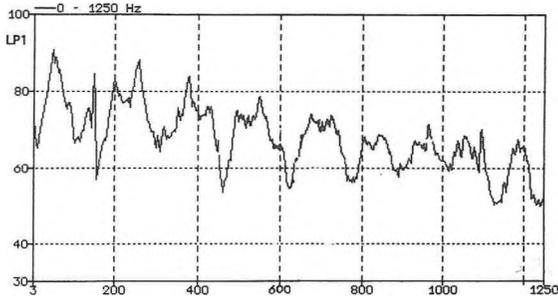
Il apparaît sur ces graphiques que la valeur de l'atténuation de la raie principale varie avec la fréquence .

De plus, pour certaines fréquences, il n'y a pas d'atténuation.

Ceci peut s'expliquer en observant les fréquences propres

du tube.

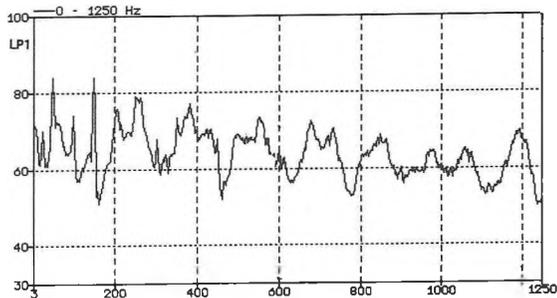
Pour cela, le ventilateur est remplacé par un haut-parleur alimenté par un bruit blanc. Le microphone mesure alors le spectre de pression. L'analyse de celui-ci permet de voir que les niveaux à certaines fréquences sont affaiblis dans le tube (figure 45 et 46).



f(Hz)	584	600	628	638	653	659	678	681	688	700
LP1(dB)	66	66	55	62	67,5	69	73	73	72	69,5
LP2(dB)	73	73	59	68	73,5	73	79,5	79,5	78	77

LP2 = valeur de la raie principale générée par le ventilateur

figure 45. Signal mesuré au microphone lorsqu'un bruit blanc est injecté à la place du ventilateur(série n°1)



f(Hz)	497	531	553	562
LP1(dB)	68	67	72,5	70
LP2(dB)	80	78,5	86	81

figure 46. Signal mesuré au microphone lorsqu'un bruit blanc est injecté à la place du ventilateur(série n°2)

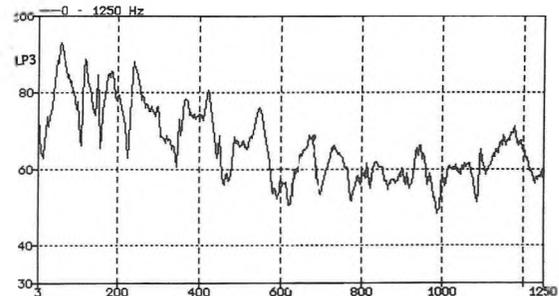
Il apparaît donc que la valeur de la raie principale générée par le ventilateur est d'autant plus élevée que l'amplitude à cette fréquence (LP1) du spectre de pression dû au bruit

blanc émis par le haut-parleur et mesuré par le microphone est élevée.

Ainsi, pour la fréquence de 628 Hz, le niveau LP1 est nettement moins important que pour les autres fréquences mesurées et par conséquent, il en est de même pour la fréquence pure du ventilateur mesurée au même endroit du tube.

Le contrôleur n'a donc ni l'utilité, ni la possibilité d'agir pour cette fréquence.

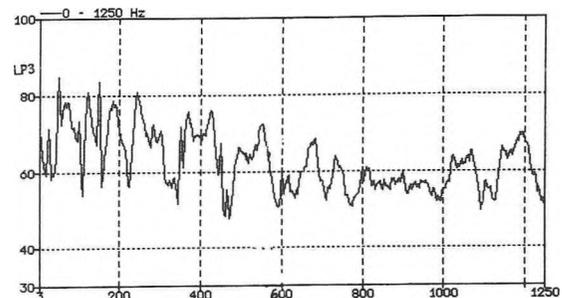
Il est également intéressant d'observer le signal capté par le microphone lorsque le haut-parleur de contre bruit est alimenté par un bruit blanc(figure 47 et 48).



f(Hz)	584	600	628	638	653	659	678	681	688	700
LP3(dB)	55	58	55	59,5	63,5	65	68	68,5	61,5	53
Att(dB)	0	0	0	11	17	16	16	14	14	0

Att(dB) = valeur de l'atténuation en dB

figure 47.. Signal mesuré au microphone lorsqu'un bruit blanc est injecté dans le haut-parleur secondaire(série n°1)



f(Hz)	497	531	553	562
LP3(dB)	66	67	72	66
Att(dB)	14,5	18	19,5	12

figure 48. Signal mesuré au microphone lorsqu'un bruit blanc est injecté dans le haut-parleur secondaire (série n°2)

Il apparaît à nouveau que le signal émis par le haut-parleur de contre bruit est atténué par le tube à certaines fréquences. Il semble donc évident que pour ces fréquences, le contre bruit agira difficilement, voire pas du tout. C'est le cas pour les fréquences de 584 Hz, 600 Hz et 700 Hz.

Pour la fréquence de 628 Hz, il y a combinaison des 2 cas particuliers décrits ci-dessus. En effet, à cette fréquence, la valeur de la raie du ventilateur est fortement atténuée par le tube à l'endroit du microphone ainsi que le contre bruit. L'absorption acoustique active est donc inutile à cette fréquence et en plus quasi impossible.

Pour les autres fréquences, l'atténuation sera d'autant meilleure que le niveau LP3 est élevé et d'autant plus marquée que la raie de départ (LP2) est élevée.

Remarques

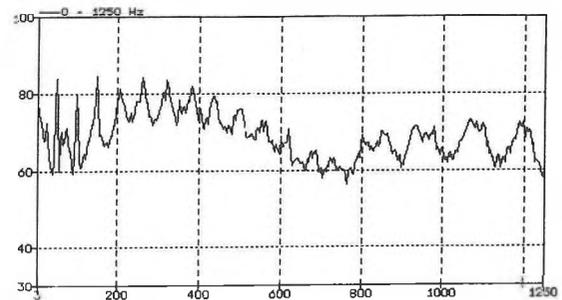
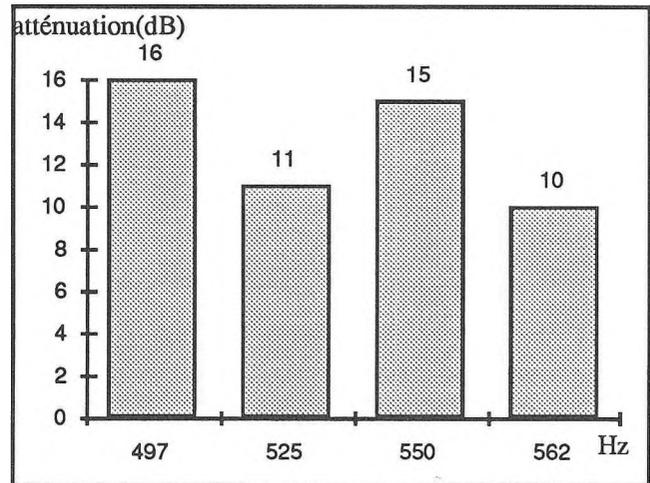
Pour agir sur une plage de fréquences déterminée, il semble nécessaire que les spectres de pression sonores (LP1 et LP3) mesurés par le microphone ne soient pas atténués dans cette plage de fréquence. Ceci est surtout important pour le spectre de pression (LP3) dû à l'émission d'un bruit blanc dans le haut-parleur de contre bruit.

On pourrait donc en déduire qu'en déplaçant le microphone dans le tube pour le situer sur un maximum de pression à la fréquence désirée, le système d'absorption active agira plus efficacement.

Dans l'essai suivant nous allons refaire les mêmes mesures avec le microphone à un autre emplacement et vérifier que l'on retrouve les mêmes phénomènes pour des fréquences différentes.

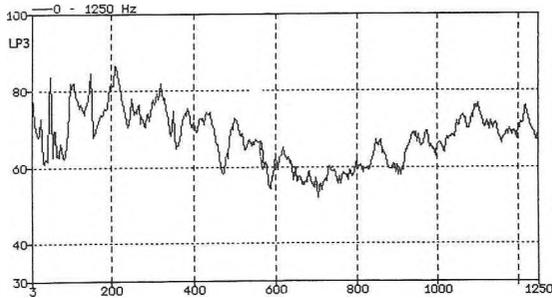
Résultats pour une distance (d) de 110 cm

Tableau 4. Résultats pour une distance (d) de 110 cm (les spectres mesurés sont en annexe A3).



f(Hz)	497	525	550	562	638	656	666	678
LP1(dB)	75,5	69	72	73	63	61	63	63
LP2(dB)	91	81	87	85,5	76	74	75,5	77,5

figure 49. Signal mesuré au microphone lorsqu'un bruit blanc est injecté à la place du ventilateur



f(Hz)	497	525	550	562	638	656	666	678
LP3(dB)	70	64,5	67	67	61	56,5	56	56
Att(dB)	16	11	15	10	0	0	0	0

figure 50. Signal mesuré au microphone lorsqu'un bruit blanc est injecté dans le haut-parleur secondaire

Les constatations sont identiques au cas où (d) vaut 30 cm.

C'est à dire :

- la valeur de la fréquence pure (LP2) est liée à celle du signal capté par le microphone (LP1) lorsqu'un bruit blanc est envoyé dans un haut-parleur situé à l'emplacement du ventilateur
- la valeur de l'atténuation de la raie principale dépend du signal mesuré au microphone (LP3) pour cette fréquence lorsqu'un bruit blanc est envoyé dans le haut-parleur de contre bruit. Pour les fréquences où le signal est vraiment très affaibli, il n'y a pas d'atténuation possible.

Quand ces deux phénomènes sont présents, l'absorption acoustique active n'a de toutes façons aucune raison d'être. Dans le cas contraire, il faut déplacer le microphone.

CONCLUSIONS

Les résultats obtenus avec l'absorption acoustique active sur un ventilateur en conduit sont très bons. La raie principale générée par le ventilateur disparaît.

Pour optimiser les résultats, il est nécessaire de mesurer d'abord les deux spectres de bruits blancs suivants :

- bruit blanc injecté dans le haut-parleur de contre bruit et mesuré au microphone (LP3)
- bruit blanc injecté dans un haut-parleur situé à l'emplacement du ventilateur (LP1)

On peut alors choisir la position idéale du microphone pour

la plage de fréquences du ventilateur(principalement à partir du premier spectre (LP3)).

REFERENCES

BILLET, L., Active control in ducts using adaptive digital filters, M.Phil.Thesis, University of Southampton, (1992)

CONOVER, W. & RINGLEE, R., Recent contributions to transformer audible noise control, A.I.E.E. Winter general meeting, New-York (1955)

CONOVER, W.B., Eighting noise by noise, Noise Control(March 1956), pp78-82 et 92

ERIKSSON, L.J., ALLIE, M.C. & GREINER, R.A., The selection and application of an IIR adaptive filter for use in active sound attenuation, I.E.E.E. Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. ASSP 35, n° 4 (April 1987)

ERIKSSON, L.J., ALLIE, M.C., BRENNIGAN, C.D. & GREINER, R.A., Active Noise Control Using Adaptive Digital Signal Processing, Proceedings ICASSP 88, pp 2594-2601,

JESSEL, M., Contributions aux théories du principe de Huygens et de la diffraction, Publications scientifiques et techniques du Ministère de l'air, n°401, Sadocar paris (1963)

JESSEL, M., Brevet français, n°1494967 (4-8-66)

JESSEL, M., Sur les absorbeurs actifs, Reports of the 6 th I.C.A., Tokyo, vol.4, F-5-6 (1968)

JESSEL, M., La question des absorbeurs acoustiques actifs, Note C.R.P., n°1142 (Janvier 1971)

JESSEL, M., L'avenir des absorbeurs actifs, Symposium of noise, Prevention, Miskolc, (26-30 août 1971)

JESSEL, M. & Magiante, G., Active sound absorbers in an air duct, J.S.Vib., 23, n°3 (1972), pp 383-390

JESSEL, M., La question des absorbeurs actifs, Revue d'acoustique 5, n°18 (1972), pp 37-42

JESSEL, M., Acoustique théorique-Propagation & holophonie, Ed.Masson & C°, Paris (1973)

KIDO, K. & ONODA, S., Automatic control of acoustic noise emitted from power transformer by synthetizing directivity, Reports of R.I.E.C. Tohoku Univ, 23, n°3-4 (1972), pp 97-110

KOSOKA, Y., ONODA, S., & KIDO, K., Application of feedback control to sound sources, Reports of R.I.E.C., Tohoku Univ, 19, n°3 (1967), pp127-157

LUEG, P., Process of silencing sound oscillations, U.S.Patent n°2 043 413 (1936)

MANGIANTE, G., Les absorbeurs acoustiques actifs, Centre National de la Recherche Scientifique, Laboratoire de Mécanique et d'Acoustique (Marseille) (Mars 1974).

NELSON, P.A. & ELIOT, S.J., Active Control of Sound, Academic press, London (1992)

OLSON, H.F. & MAY, Electronic sound absorbers, J.A.S.A., 25 n°6 (1953), pp1130-1136

OLSON, H.F., Acoustical engineering, Princeton, Van Nostrand (1957)

ONODA, S. & KIDO, K., Automatic control of stationary noise by means of directivity synthesis, Reports of the 6th I.C.A., Tokyo, vol.4, F-5-13 (1968), pp F185-188

ROURE, A., Self-adaptive broadband active sound control system, Journal of sound and vibration, 101 (3) (1985), pp 424-441

SIMON HAYKIN, Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall International Editions(1991).

VIAN, J.P., Elimination du bruit par absorption active, Revue d'Acoustique n° 43 (1977), pp 322-334

ANNEXES

Annexe A1

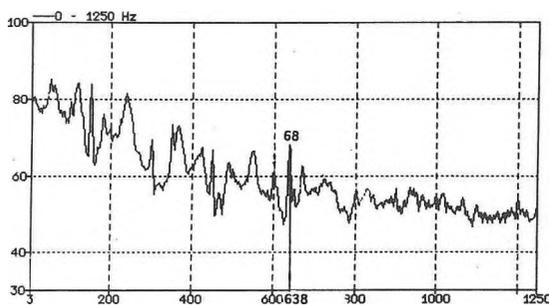


figure 51. Raie principale générée par le ventilateur à 638 Hz (système d'absorption active arrêté)

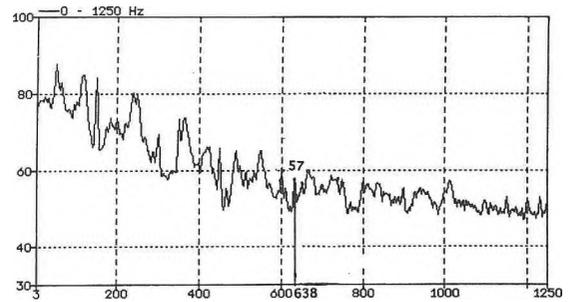


figure 52. Raie principale générée par le ventilateur à 638 Hz (système d'absorption active en fonction)

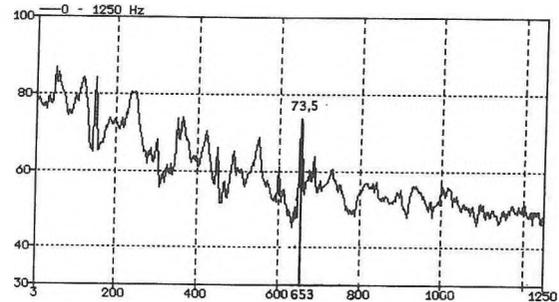


figure 53. Raie principale générée par le ventilateur à 653 Hz (système d'absorption active arrêté)

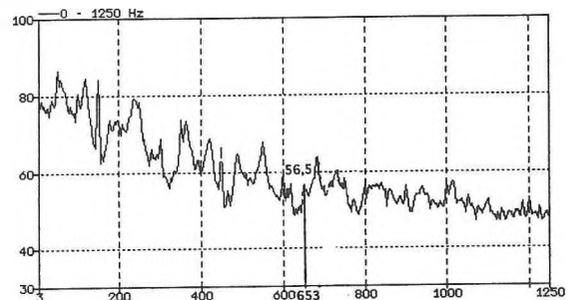


figure 54. Raie principale générée par le ventilateur à 653 Hz (système d'absorption active en fonction)

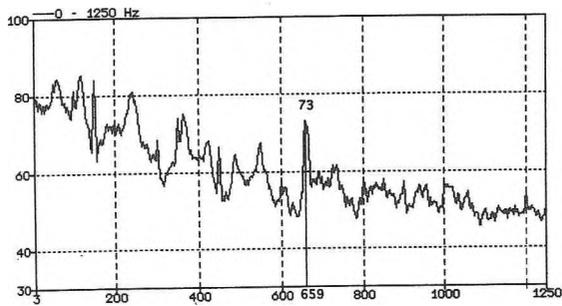


figure 55. Raie principale générée par le ventilateur à 659 Hz (système d'absorption active arrêté)

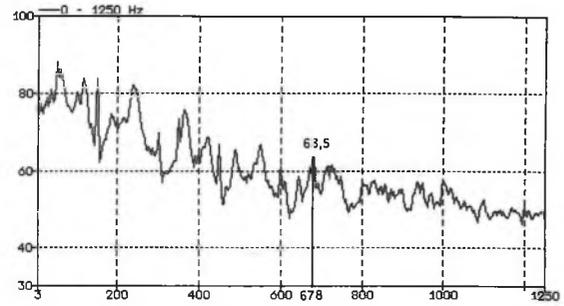


figure 58. Raie principale générée par le ventilateur à 678 Hz (système d'absorption active en fonction)

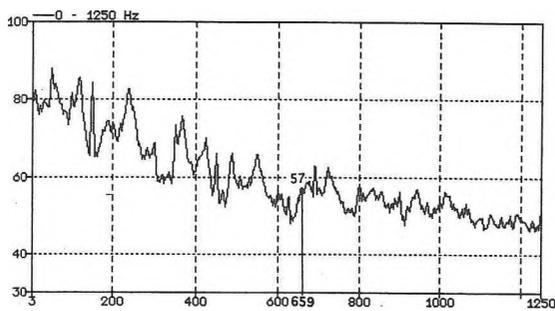


figure 56. Raie principale générée par le ventilateur à 659 Hz (système d'absorption active en fonction)

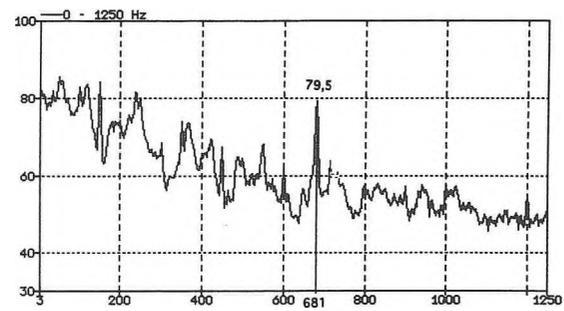


figure 59. Raie principale générée par le ventilateur à 681 Hz (système d'absorption active arrêté)

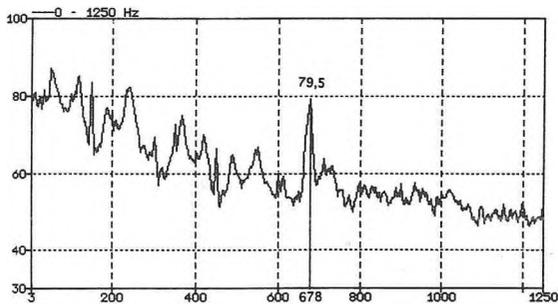


figure 57. Raie principale générée par le ventilateur à 678 Hz (système d'absorption active arrêté)

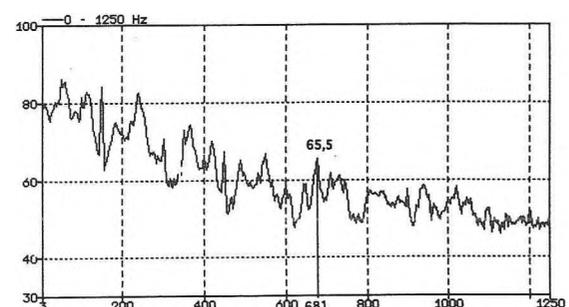


figure 60. Raie principale générée par le ventilateur à 681 Hz (système d'absorption active en fonction)

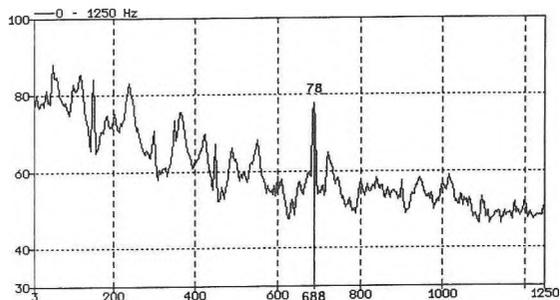


figure 61. Raie principale générée par le ventilateur à 688 Hz (système d'absorption active arrêté)

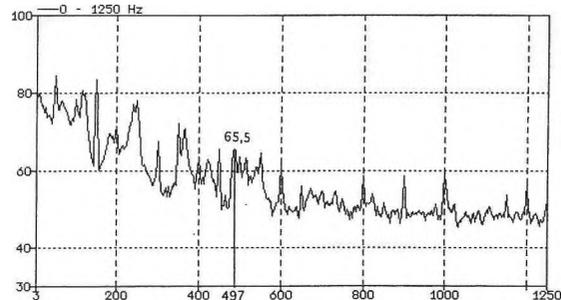


figure 64. Raie principale générée par le ventilateur à 497 Hz (système d'absorption active en fonction)

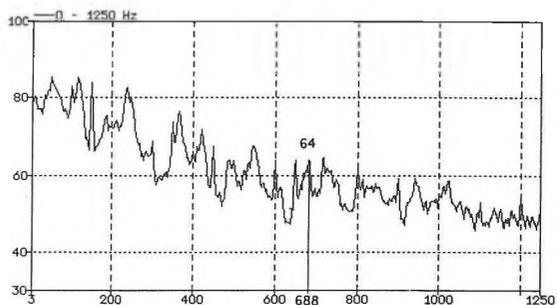


figure 62. Raie principale générée par le ventilateur à 688 Hz (système d'absorption active en fonction)

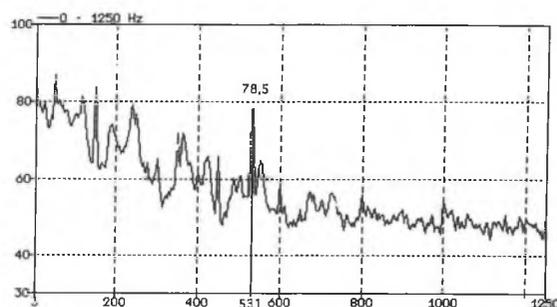


figure 65. Raie principale générée par le ventilateur à 531 Hz (système d'absorption active arrêté)

Annexe A2

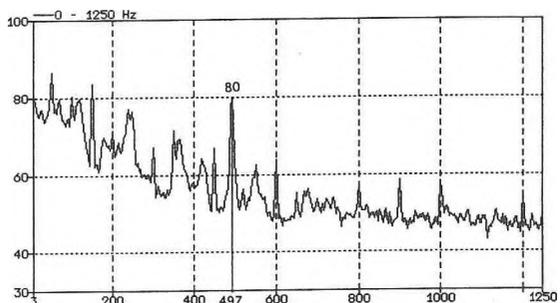


figure 63. Raie principale générée par le ventilateur à 497 Hz (système d'absorption active arrêté)

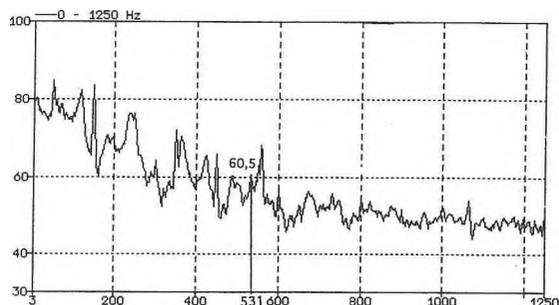


figure 66. Raie principale générée par le ventilateur à 531 Hz (système d'absorption active en fonction)

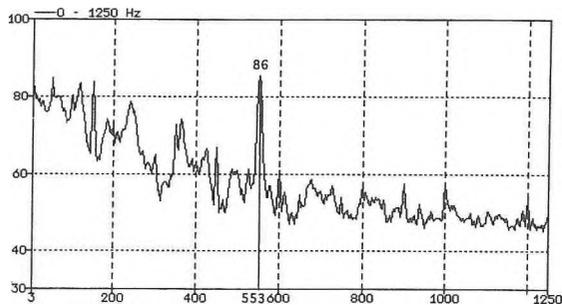


figure 67. Raie principale générée par le ventilateur à 553 Hz (système d'absorption active arrêté)

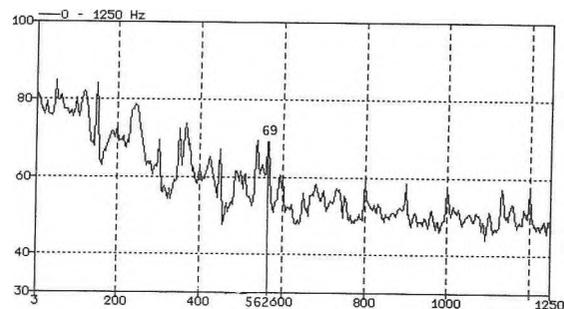


figure 70. Raie principale générée par le ventilateur à 562 Hz (système d'absorption active en fonction)

ANNEXE A3

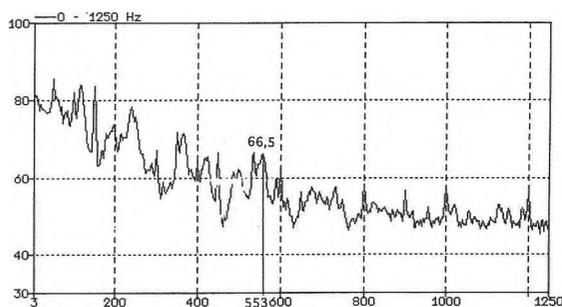


figure 68. Raie principale générée par le ventilateur à 553 Hz (système d'absorption active en fonction)

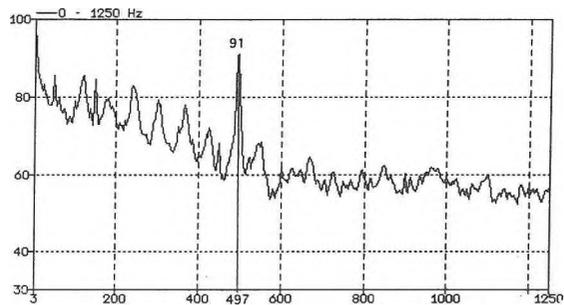


figure 71. Raie principale générée par le ventilateur à 497 Hz (système d'absorption active arrêté)

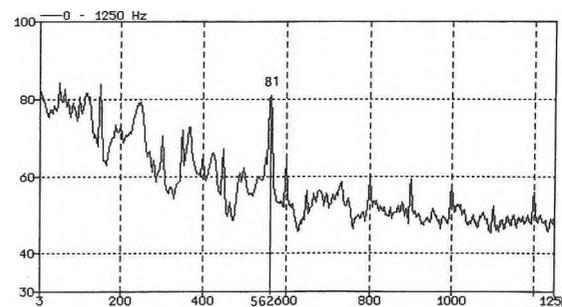


figure 69. Raie principale générée par le ventilateur à 562 Hz (système d'absorption active arrêté)

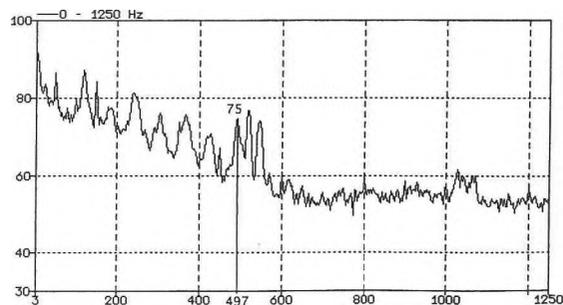


figure 72. Raie principale générée par le ventilateur à 497 Hz (système d'absorption active en fonction)

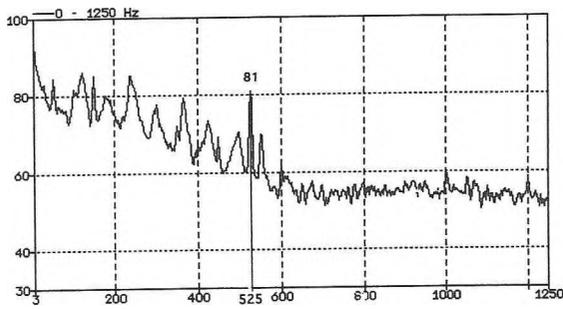


figure 73. Raie principale générée par le ventilateur à 525 Hz (système d'absorption active arrêté)

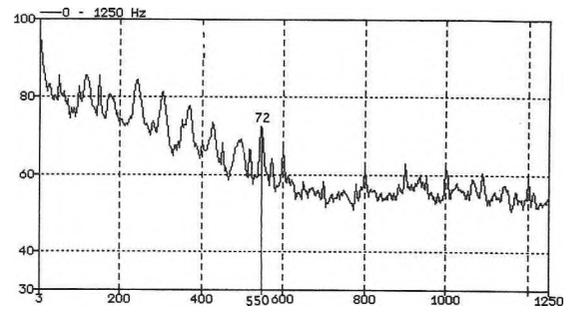


figure 76. Raie principale générée par le ventilateur à 550 Hz (système d'absorption active en fonction)

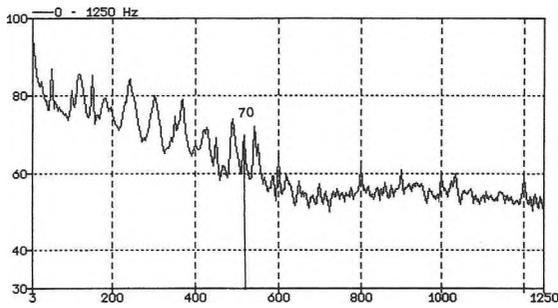


figure 74. Raie principale générée par le ventilateur à 525 Hz (système d'absorption active en fonction)

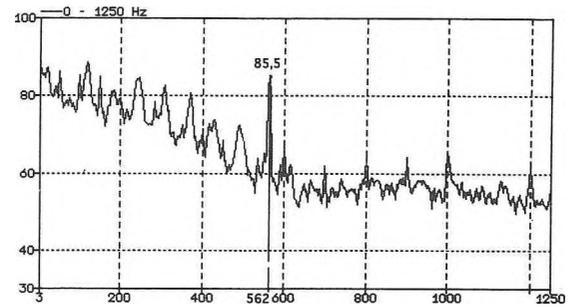


figure 77. Raie principale générée par le ventilateur à 562 Hz (système d'absorption active arrêté)

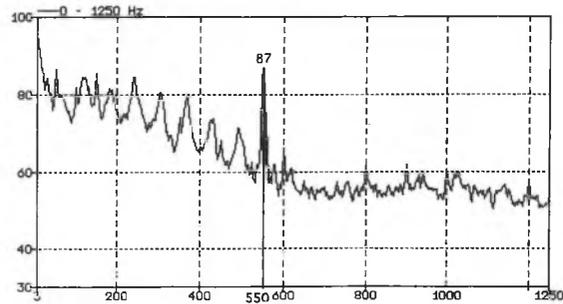


figure 75. Raie principale générée par le ventilateur à 550 Hz (système d'absorption active arrêté)

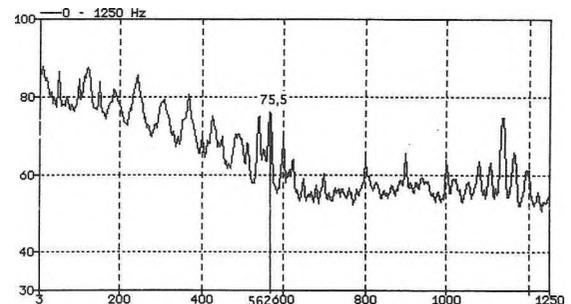


figure 78. Raie principale générée par le ventilateur à 562 Hz (système d'absorption active en fonction)