

COLLOQUE NATIONAL SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

NICE du 16 au 21 JUIN 75



SIMULATEUR HYBRIDE DE BRUIT NON STATIONNAIRE DU TYPE SURVOL D'AVION

Max Ernoult - Jacques Hay

Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales (ONERA) 92320 Châtillon (France)

RESUME

En s'inspirant des caractéristiques de non stationnarité du bruit acoustique mesuré par un microphone fixe au sol lors d'un survol d'avion à basse altitude, il a été conçu un appareil synthétisant un bruit électrique dont on connaît à chaque instant le moment du second ordre.

Après avoir précisé la caractérisation spectrale des bruits non stationnaires, on donne le principe de cet appareil ainsi que ses perspectives d'utilisation pour étudier les performances d'un type d'analyse donné grâce à la connaissance du biais et de la variance.

SUMMARY

Hybrid Simulator of non-stationary noise
of aircraft overflight type

Starting from non stationarity characteristics of an acoustic noise measured by a fixed microphone during a low altitude aircraft over-flight, an apparatus has been built ; it synthesizes an electric noise whose second order moment is known at any time.

After some spectral descriptions of non stationary noises, the apparatus leading features are specified as well as its utilization prospects for studying a given type of analysis thanks to the knowledge of its bias and variance.



I - Introduction

Le bruit acoustique reçu par un microphone fixe, au sol, lors du survol d'un avion n'est pas stationnaire. L'analyse spectrale de ce bruit se fait habituellement avec une batterie de filtres tiers d'octave. Lors de ces mesures la source reste suffisamment éloignée pour que les erreurs dues à la non stationnarité soient peu importantes. Les résultats de cette analyse permettent alors de calculer le niveau de gêne et de caractériser la directivité d'émission de la source par bande de fréquence tiers d'octave.

Mais pour certains essais, il est nécessaire de rapprocher la trajectoire de la source du microphone et les erreurs d'estimation deviennent prépondérantes. Pour étudier ces erreurs, il a été conçu un appareil synthétisant un bruit électrique dont on connaît à chaque instant le moment du second ordre et qui peut avoir des caractéristiques de non stationnarité du même ordre de grandeur que celles du bruit d'avion. Pour ce type de bruits non stationnaires, on est d'abord conduit à préciser les définitions de spectres variables avec le temps.

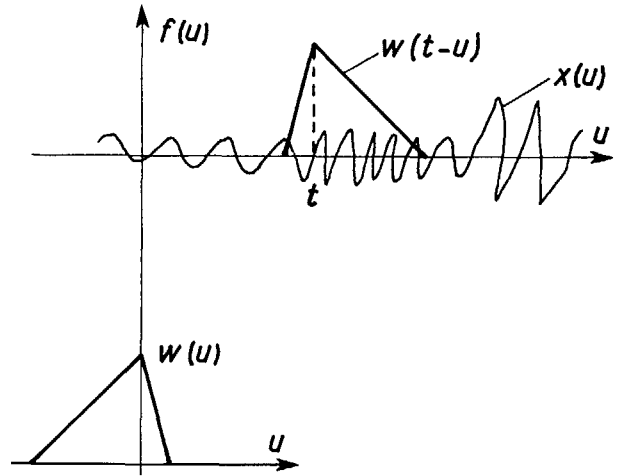


Fig. 1 - Ponderation du signal.

II - Caractérisation d'un bruit non stationnaire

On peut caractériser un processus aléatoire $X(t)$ gaussien réel, centré et continu en moyenne quadratique par sa fonction de corrélation.

$$R_x(\tau, t) = E \left\{ X \left(t - \frac{\tau}{2} \right) X \left(t + \frac{\tau}{2} \right) \right\} \quad (1)$$

II.1) Spectre instantané

On appelle spectre instantané la transformée de Fourier en τ de $R_x(\tau, t)$

$$S_x(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_x(\tau, t) e^{-2\pi j f \tau} d\tau \quad (2)$$

Grâce au choix de la définition de la corrélation ($R_x(\tau) = R_x(-\tau)$) le spectre instantané est une fonction réelle mais qui peut être négative et, de ce fait, n'a pas d'interprétation énergétique simple sauf dans le cas où le processus est localement stationnaire ($R_x(\tau, t) = \sigma^2(t) C_x(\tau)$) C'est pour cela qu'il faut rechercher une autre définition du spectre ayant une signification énergétique.

II.2) Spectre physique

Considérons une réalisation $x(u)$ d'un processus $X(u)$ (fig. 1). Pour étudier une décomposition spectrale de l'énergie au voisinage de l'instant t , on peut localiser une portion du signal à l'aide d'une fonction $w(u)$ (fig. 1) normée par $\int_{-\infty}^{+\infty} w^2(u) du = 1$ on a la fonction :

$$f(u) = w(t-u) \cdot x(u)$$

En prenant le carré du module de la transformée de Fourier de $f(u)$, on obtient un descripteur spectral de l'énergie au voisinage de $\frac{t}{T}$ pour $\alpha(u)$.

En faisant la moyenne pour toutes les réalisations, on définit le spectre physique de X associé à w .

$$S_x(f, t, w) = E \left\{ \left| \int_{-\infty}^{+\infty} x(u) w(t-u) e^{-2\pi j f u} du \right|^2 \right\} \quad (3)$$

Si l'on considère (fig. 2) un filtre à bande étroite centré sur la fréquence f_0 de réponse impulsionnelle

$$h(t) = \sqrt{2} w(t) \cos 2\pi f_0 t$$

suivi d'un intégrateur sur un temps T_i , on montre que [1]

$$S_x(f_0, t, w) \approx E \left\{ \overline{y^2(t)} \right\} \quad (4)$$

T_i est juste suffisamment long pour lisser les fluctuations sinusoïdales de période $\frac{1}{2f_0}$.

Le spectre physique peut donc être mesuré à l'aide de filtres.

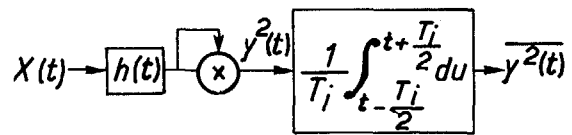


Fig. 2 - Filtrage et intégration.

II.3) Relation avec le spectre instantané

Si l'on pose

$$\Phi_w(\tau, t) = w \left(t - \frac{\tau}{2} \right) w \left(t + \frac{\tau}{2} \right) \quad (5)$$

$$\Psi_w(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_w(\tau, t) e^{-2\pi j f \tau} d\tau \quad (6)$$

on montre que [1]

$$S_x(f, t, w) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} S_x(g, u) \Psi_w(f-g, t-u) dg du \quad (7)$$

Le spectre physique est donc obtenu par une double convolution du spectre instantané : il s'en déduit par un lissage fréquentiel et temporel qui dépend évidemment du choix de w .

On appelle résolution temporelle de la fenêtre

w



$$T^2 = \frac{1}{\int_{-\infty}^{+\infty} W^2(t) dt} \int_{-\infty}^{+\infty} t^2 W^2(t) dt \quad (8)$$

et résolution fréquentielle

$$\beta^2 = \frac{1}{\int_{-\infty}^{+\infty} |W(f)|^2 df} \int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |W(f)|^2 df \quad (9)$$

$W(f)$ est la transformée de Fourier de $w(t)$

D'après la relation d'incertitude de Gabor

[2] on a $\beta T \geq \frac{1}{4\pi} \quad (10)$

On peut accroître la résolution temporelle de l'analyse mais au détriment de la résolution fréquentielle et réciproquement.

II.4) Filtrage linéaire non homogène

Soit

$h(t, \tau)$ La réponse bitemporelle d'un filtre linéaire non homogène, la relation entre l'entrée $x(t)$ et la sortie $y(t)$ est donc donnée par :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) x(t - \tau) d\tau \quad (11)$$

Soit $T(t, f)$ la fonction de transfert du filtre :

$$T(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-2\pi j f \tau} d\tau \quad (12)$$

$\tilde{x}(f)$ étant la transformée de Fourier de $x(t)$ on a

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} T(t, f) e^{2\pi j f t} \tilde{x}(f) df \quad (13)$$

Si le signal d'entrée est un bruit stationnaire on sait que

$$X(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{2\pi j f t} dZ(f) \quad (14)$$

où $Z(f)$ est un processus à accroissements indépendants vérifiant

$$E \{ dZ(f) dZ(f') \} = \gamma(f) \delta(f - f') df df' \quad (15)$$

Le signal de sortie est donné par

$$Y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} T(t, f) e^{2\pi j f t} dZ(f) \quad (16)$$

Si l'on suppose de plus que le bruit d'entrée est blanc ($\gamma(f) = 1$) dans le domaine des fréquences où $T(t, f) \neq 0$ on a

$$R_Y(\tau, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} T(t - \frac{\tau}{2}, f) T^*(t + \frac{\tau}{2}, f') \times e^{-2\pi j [\gamma(\frac{f}{2}, f') - t(f - f')]} \gamma(f) \delta(f - f') df df' \\ R_Y(\tau, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} |T(t - \frac{\tau}{2}, f)|^2 e^{-2\pi j f \tau} df \quad (17)$$

La forme de l'équation (16) est à rapprocher de la définition du spectre évolutif de $Y(t)$ donné par Priestley [3].

Une grande classe de bruits non stationnaires peut se mettre sous cette forme.

III - Génération de bruit non stationnaire

III.1) Principe de l'appareil

Considérons le filtre linéaire non homogène (fig. 3) comprenant un filtre passe bande idéal de fréquence centrale f_0 et de bande B dont la sortie est multipliée par une fonction $a(t)$ connue.

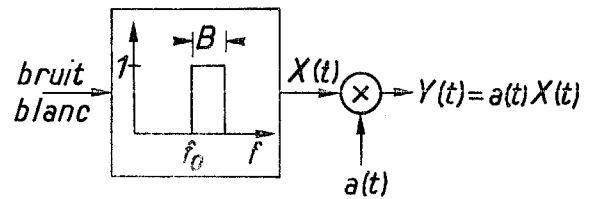


Fig. 3 - Principe de l'appareil.

La fonction de transfert d'un tel filtre est :

$$T_0(t, f) = \begin{cases} 0 & \text{si } |f| \notin [f_0 - \frac{B}{2}, f_0 + \frac{B}{2}] \\ a(t) & \text{si } |f| \in [f_0 - \frac{B}{2}, f_0 + \frac{B}{2}] \end{cases}$$

En utilisant une batterie de filtres de ce type suffisamment étroits, on peut synthétiser le module de la fonction de transfert que l'on désire.

En acoustique aéronautique, les bruits de jets ayant une densité spectrale sensiblement constante sur une bande tiers d'octave, cette résolution en fréquence est suffisante pour la synthèse.

Dans le but d'étudier les erreurs d'analyse spectrale à l'aide d'un filtre tiers d'octave, la synthèse du bruit de référence peut être limitée dans le domaine des fréquences appartenant à ce filtre et aux deux autres filtres contigus, ceci pour éviter une trop grande complexité technologique.

La valeur des fréquences centrales des filtres (25, 31.5, 40 Hz) a été choisie en tenant compte des temps d'intégration des chaînes d'analyse (125 ms à 32 s) dans le but de pouvoir faire des estimations sur quelques pseudo périodes du bruit.

III.2) Réalisation de la multiplication par $a(t)$

Pour avoir une classe assez grande de fonctions $a(t)$, on utilise des fonctions discrétisées et calculées par un ordinateur. Pour réaliser la multiplication on a donc utilisé un convertisseur numérique analogique (CNA) de la façon suivante :

Si U_0 est la référence du CNA
 $U_s(t)$ la tension de sortie
 $N(t)$ les valeurs affichées par le calculateur
 on a $U_s(t) = K N(t) U_0$

La tension de référence étant externe elle peut être remplacée par la tension $X(t)$ sortant du filtre et l'on a

$$U_s(t) = K N(t) X(t) = a(t) X(t) \quad (18)$$

On a donc la possibilité de synthétiser le bruit

$$Y(t) = \sum_{i=1}^3 a_i(t) X_i(t) \quad (19)$$

$X_i(t)$ étant soit la sortie d'un filtre $\sqrt{3}$ octave, soit un autre bruit créé à l'extérieur de l'appareil, soit une constante et dans ce cas la synthèse est purement numérique.

IV - Structure du synthétiseur (fig. 4)

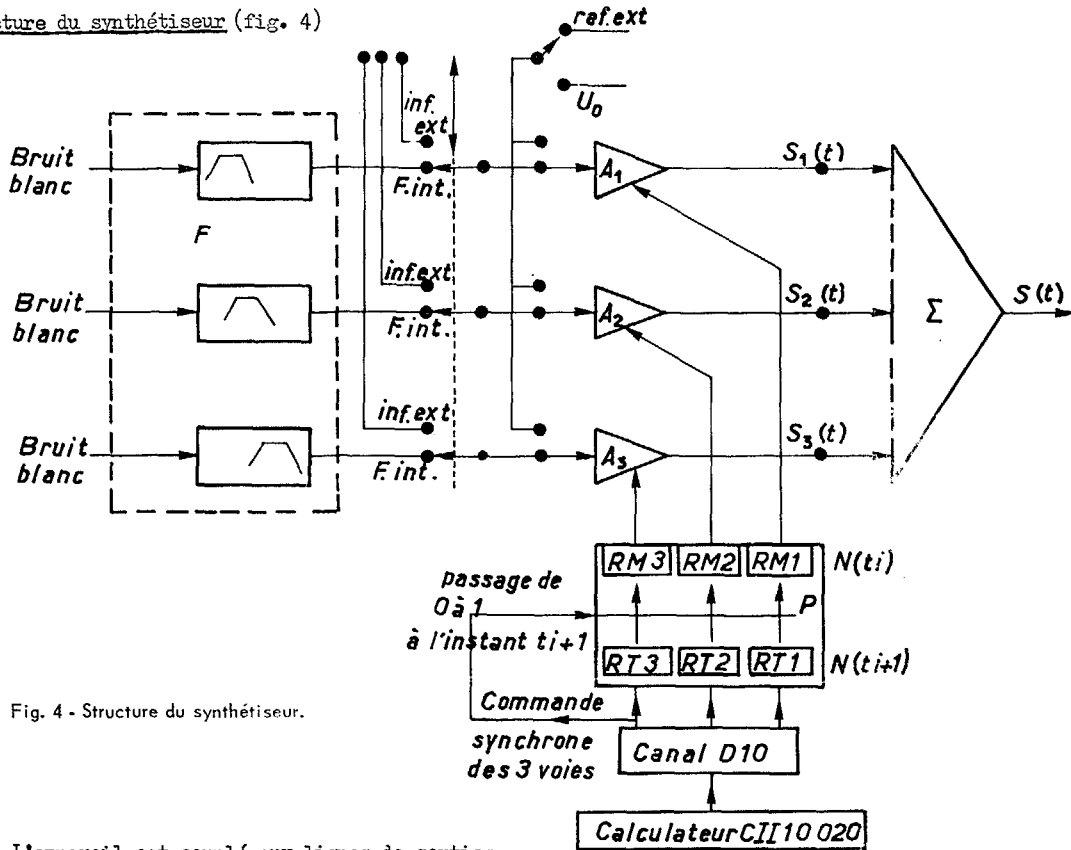


Fig. 4 - Structure du synthétiseur.

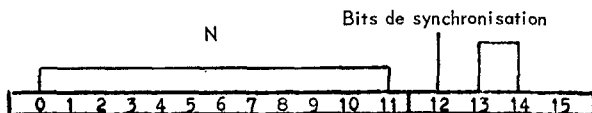
L'appareil est couplé aux lignes de sorties d'un ordinateur CII 10.020 qui lui fournit aux instants t_i les valeurs $N_1(t_i)$, $N_2(t_i)$, $N_3(t_i)$ qui seront appliquées aux CNA pendant l'intervalle de temps $\Delta t = t_{i+1} - t_i$ grâce à l'ensemble logique P.

Les registres RM contiennent les valeurs affichées et les registres RT contiennent les valeurs à afficher à l'instant t_{i+1} . Ce transfert se fait à l'aide d'une bascule, commandée par le calculateur, qui passe de 0 à 1 à l'instant t_{i+1} .

Les CNA peuvent avoir en entrée :

- la sortie des filtres tiers d'octave,
- les bruits créés par des filtres extérieurs,
- la référence interne pour permettre une synthèse numérique.

Les sorties des CNA sont sommées par Σ et le signal de sortie représente $S(t)$.



Bits de synchronisation : Bit 12 → transfert RT dans RM
Bit 13 - 14. → Commande de l'horloge ; porte de la B.T.

Fig. 5 - Structure du mot 16 bits calculateur (voie 3).

La synchronisation (fig. 6) : Le calculateur est piloté à l'aide d'une base de temps $B(t)$ qui est enregistrée avec le signal synthétisé à l'instant précis où commence la synthèse grâce à une commande de la bascule horloge par le calculateur.

Les performances électriques du synthétiseur connecté à un ordinateur CII.10020 sont données en annexe 1.

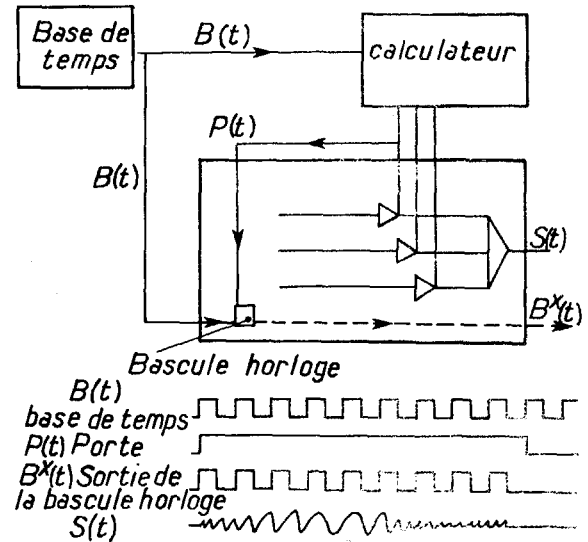
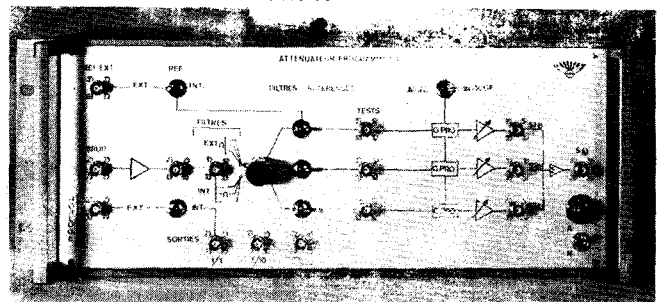


Fig. 6 - Principe de la synchronisation.

Photo de l'appareil





V - Conclusions

Cet appareil est essentiellement destiné aux deux utilisations suivantes :

V.1) Source de référence pour des analyseurs spectraux

Les filtres tiers d'octave utilisés en acoustique aéronautique sont définis par des normes internationales et les chaînes d'analyse diffèrent essentiellement par le mode de détection à la sortie de ces filtres. Dans le cas stationnaire, toutes les méthodes utilisées donnent le même résultat. Dans le cas non stationnaire, la localisation temporelle de l'énergie est différente selon la méthode utilisée même pour des systèmes de détection équivalents en stationnaire.

On peut en particulier étudier ces différences en synthétisant des bruits dont la modulation $\alpha_i(t)$ est donné par

$$\alpha_i(t) = \alpha e^{\beta t} \quad \beta = (\beta_1, \beta_2, \beta_3)$$

C'est une modulation dont la pente exprimée en Décibel par seconde est constante.

On calcule $\gamma_{j\beta}(t)$ espérance mathématique de la puissance instantanée à la sortie du $j^{i\text{ème}}$ filtre tiers d'octave.

Une chaîne d'analyse (β), après détection, donnera $Z_{j\beta}^{\alpha}(t)$ et l'on pourra donc estimer le biais

$$E \{ Z_{j\beta}^{\alpha}(t) \} - \gamma_{j\beta}(t) \quad \text{en faisant un nombre d'épreuves suffisamment grand.}$$

V.2) Moyen d'étude de l'analyse temps-fréquence d'un bruit non stationnaire

La réalisation de cet appareil permet d'un point de vue général :

- une meilleure compréhension de l'analyse temps-fréquence grâce à l'étude des problèmes posés par la synthèse,
- un nombre d'épreuves aussi grand que l'on veut d'un bruit donné de covariance connue,
- une définition précise des paramètres instationnaires ainsi qu'une bonne synchronisation grâce à la commande numérique.

Pour étudier les limites de l'analyse temps-fréquence à l'aide de filtres tiers d'octave, on peut réaliser les expériences suivantes :

1) Etude de la sélectivité temporelle (cf II.3)

Considérons un bruit blanc de spectre $\frac{1}{f}$ constant modulé par une exponentielle $e^{\beta t}$. Dans ce cas le bruit est localement stationnaire et le spectre instantané $e^{i\beta t} \frac{1}{f}$ a une interprétation énergétique intrinsèque puisqu'il est positif. Pour l'analyseur étudié, le biais

$$E \{ Z_{j\beta}^{\alpha}(t) \} - e^{i\beta t} \quad \text{permet d'apprécier}$$

la sélectivité temporelle.

2) Etude de la sélectivité fréquentielle

Lorsque le synthétiseur n'utilise qu'un filtre tiers d'octave modulé par une exponentielle $e^{\beta t}$ on peut étudier la répartition de l'énergie dans les filtres d'analyse en fonction du temps pour différents taux de modulation β .

3) Synthèse d'un bruit de type survol

Des modulations étant imposées et connues lors

de la synthèse, on appréciera dans quelles limites on peut les estimer au niveau de l'analyse.

- 4) Synthèse d'un bruit à bande étroite dopplérisé lorsqu'une voie du synthétiseur est utilisée en convertisseur numérique analogique, l'ordinateur (cf III) synthétisant alors le signal numérique.
- 5) Pour une seule réalisation d'un bruit non stationnaire connu (c'est-à-dire pour un taux de modulations donné), on recherche le temps d'intégration qui minimise l'erreur quadratique moyenne.

L'ensemble de ces possibilités d'utilisation commence à être exploité dans le cadre général de l'étude des bruits de survol d'avion : elles devraient plus particulièrement permettre de préciser l'interprétation des résultats de l'analyse de bruits fortement non stationnaires.

Annexe I : Performances électriques de l'appareil.

Les performances sont essentiellement limitées par celles des convertisseurs multiplieurs.

Ce sont des circuits micro/Network (MN 412) à 11 bits + signe.

La précision est de l'ordre de 1 bit, on a donc une dynamique de 40 dB avec :

- précision pleine échelle : 0,05 dB,
- précision pleine échelle - 40 dB : 0,3 dB.

Temps de montée des CNA : 5 μ s
Bande passante de l'appareil : 20 Hz-20 KHz (plate à 0.05 dB),

Fréquence maximale d'échantillonnage des $\alpha_i(t)$ = 1 KHz.



BIBLIOGRAPHIE

- [1] MARK W.D.
Spectral analysis of the convolution and filtering of non stationary stochastic processes.
J. Sound and Vib. 1970, Vol 11 n°1.
- [2] ROUBINE E.
Introduction à la théorie de la communication.
TI - Masson 1970.
- [3] PRIESTLEY M.B.
Evolutionary spectra and non stationary processes.
1965 J. R. statist. Soc. B27, 204.