

COLLOQUE NATIONAL SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

NICE du 16 au 21 JUIN 75



SIMULATION ELECTRONIQUE DE MILIEU REVERBERANT - IDENTIFICATION DE LA
VALEUR MOYENNE ET CARACTERISATION

G. JOURDAIN - G. REVOL

Centre d'Etude des Phénomènes Aléatoires et Géophysiques ~ B.P. 15 - 38040 ~ GRENOBLE Cedex

RESUME

L'étude de la caractérisation de systèmes de transmission linéaires aléatoires et à paramètres variables fait apparaître que dans certains cas un modèle de type "réverbérant" est plus apte que d'autres à rendre compte des propriétés de la transmission. Après avoir rappelé les propriétés de ce modèle, on décrit des études faites sur un simulateur électronique de milieu réverbérant. Le principe et une description sommaire du simulateur sont donnés, ainsi que les possibilités de simulation qui en découlent. On décrit plus particulièrement une expérience de caractérisation de valeur moyenne de milieu réverbérant à l'aide d'une technique utilisable en cas de caractérisation "active" du milieu. On étudie le cas d'excitation basse fréquence du milieu, et d'excitation passe bande. On présente quelques résultats obtenus sur la caractérisation de ce milieu soit lorsqu'il est certain, soit sur la valeur moyenne dans le cas aléatoire. On montre en particulier l'importance de la caractéristique temps-fréquence du signal d'excitation.

SUMMARY

When studying the definition of randomly time varying channels, it becomes evident that in some cases, a model of the "reverberating" type is more fitted than others to translate the characteristics of the transmission. We first recall the characteristics of this model and then describe the studies performed on an electronic simulator of reverberating channel. We give the principle and a short description of the simulator and show the possibilities of simulation implied. Particularly, we describe an experiment of characterization of the mean value of a reverberating channel by means of a technique appropriate for the case of "active" characterization of the channel. We examine the case of a low frequency excitation of the channel and of band-pass excitation. Some results of such characterization are given for deterministic channels and for the random case, we give the mean value. The importance of the time/frequency characteristics of the exciting signal is pointed out.



1 - INTRODUCTION ET RAPPELS THEORIQUES SUR LE MODELE DE MILIEU REVERBERANT (voir [1], [2]).

1.1 - Les filtres linéaires aléatoires à paramètres variables (FAPV)

$X(t) \xrightarrow{F} Y(t)$. Ceux-ci sont caractérisés par la transformation F qu'ils font subir à X(t) pour donner Y(t). F est supposée :

- . linéaire vis-à-vis des signaux d'entrée,
- . non homogène (variable vis-à-vis du paramètre, ici t)
- . aléatoire

Le modèle FAPV est décrit par :

- (1) $Y(t) = \int X(t-\xi)g(t,\xi)d\xi$ où $g(t,\xi)$ est la réponse bitemporelle du milieu aléatoire ou encore si $U(\nu,\xi) \stackrel{F}{\rightarrow} g(t,\xi)$
- (2) $Y(t) = \iint U(\nu,\xi)e^{2i\pi\nu t} X(t-\xi)d\nu d\xi$ où $U(\nu,\xi)$ est la fonction retard-doppler du milieu. La description du milieu se fait par l'intermédiaire des propriétés statistiques de g ou de U et en général les fonctions de sortie sont des fonctions aléatoires (f.a) Y(t) non stationnaires.

1.2 - Le modèle réverbérant

L'écriture (2) invite à interpréter la sortie Y(t) comme la somme d'échos élémentaires retardés de $e^{2i\pi\nu t}$ et affectés d'un "doppler" $e^{2i\pi\nu t}$, le poids de l'altération étant $U(\nu,\xi)$. Cette interprétation est possible si X(t) est fonction complexe de t. C'est une des raisons qui a conduit à introduire le modèle réverbérant qui traduit le phénomène physique de réverbération (clutter). (Dans le modèle FAPV l'effet doppler est assimilé à une translation en fréquence).

Ce modèle est décrit par l'équation entrée-sortie suivante

$$(3) W(t) = \iint G(\lambda,\xi) X(\lambda t - \xi) d\lambda d\xi \quad \begin{matrix} X(t) \\ \boxed{G(\lambda,\xi)} \\ \text{m. rév.} \end{matrix} \rightarrow W(t)$$

Ainsi la sortie du milieu réverbérant est vraiment la superposition de signaux élémentaires retardés et comprimés (ou dilatés) en temps, et ceci quelle que soit l'écriture (réelle ou complexe), utilisée. La fonction de description du modèle est $G(\lambda,\xi)$ fonction retard-compression, et on supposera toujours qu'elle est aléatoire. La description statistique du milieu est donnée par :

la valeur moyenne de G

$$(4) m_G(\lambda,\xi) = E\{G(\lambda,\xi)\}$$

et la covariance de G

$$\Gamma_G(\lambda,\lambda',\xi,\xi') = E\{\tilde{G}(\lambda,\xi)\tilde{G}(\lambda',\xi')\}$$

où $\tilde{G} = G - E\{G\}$

Ce modèle généralise la description de FAURE [3] donnée pour la réverbération.

1.3 - Description statistique au 2ème ordre et Aptitudes particulières du modèle

Dans le cas général, il est difficile d'utiliser la "connaissance" du milieu pour l'étude statistique de la fonction de sortie. On connaît dans le cas du modèle FAPV, les hypothèses classiques de W.S.S, U.S, et W.S.S.U.S. (voir par exemple [4]).

Pour le modèle réverbérant l'hypothèse WSSUS se traduit par le fait que les variables aléatoires (v.a) $G(\lambda,\xi)$ ne sont pas corrélées lorsque $\lambda \neq \lambda'$ et $\xi \neq \xi'$; on définit une nouvelle quantité, appelée par analogie avec le cas FAPV- fonction de diffusion du milieu réverbérant $D(\lambda,\xi)$ telle que :

$$(5) E\{\tilde{G}(\lambda,\xi)\tilde{G}(\lambda',\xi')\} = D(\lambda,\xi)\delta(\lambda-\lambda',\xi-\xi')$$

On montre qu'un milieu réverbérant WSSUS fait correspondre à une f. a. stationnaire à l'entrée, une f. a. stationnaire au 2ème ordre en sortie.

* Aptitudes particulières du modèle : il est souvent difficile d'adopter comme modèle de milieu réel un FAPV supposé WSSUS en particulier parce que si on excite le milieu à des fréquences différentes, le modèle impose que l'élargissement fréquentiel de la sortie Y(t) soit le même quelles que soient les fréquences d'émission.

Avec le modèle réverbérant, supposé WSSUS ainsi que nous l'avons défini ci-dessus, les réponses à des excitations monochromatiques différentes ont des élargissements fréquentiels proportionnels à la fréquence émise (voir [2]); ceci est dû au modèle de compression utilisé pour le milieu. Dans un certain nombre de cas réels, ce modèle est plus proche de ce que l'on observe (voir [5], [6]).

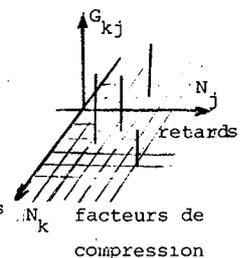
2 - SIMULATION ELECTRONIQUE DE MILIEU REVERBERANT

2.1 - Principe de simulation

On veut simuler la superposition de signaux élémentaires exprimée par (3). On considère que (3) est la limite de la somme obtenue en discrétisant l'espace à deux dimensions (λ,ξ) :

$$(6) W(t) = \sum_k \sum_j G(k\Delta\lambda, j\Delta\xi) S(k\Delta\lambda t - j\Delta\xi) \Delta\lambda \Delta\xi$$

Le milieu réverbérant est alors caractérisé par l'ensemble des $(N_k \times N_j)$ v.a. $G_{kj} = G(k\Delta\lambda, j\Delta\xi)$; la discrétisation est faite de sorte que (6) approche au mieux de (3): le signal S(t) fixe la définition des N_k facteurs de "pas" de la "grille" (voir [7]).



Chaque réalisation du milieu correspond à une grille, les propriétés statistiques des v.a. G_{kj} sont



SIMULATION ELECTRONIQUE DE MILIEU REVERBERANT - IDENTIFICATION DE LA VALEUR MOYENNE ET CARACTERISATION

données d'avance, et on utilise des échantillons de bruit pour simuler l'aspect aléatoire. Par exemple, l'hypothèse WSSUS (5) correspond à des v.a. G_{kj} non corrélées entre elles.

Le rôle du simulateur est de reproduire l'action du milieu excité par le signal d'entrée. Il le fait en décodant chaque "triplet d'information" (retard, facteur de compression, amplitude) correspondant à un écho élémentaire $S_{kj} = S(k\lambda t - jd\xi)$. Il fabrique ce signal élémentaire et le somme aux précédents signaux fabriqués. Le résultat du simulateur n'est donc à considérer que lorsque tous les triplets ont été analysés et représente le signal que l'on aurait obtenu pour l'émission de $S(t)$ et la réalisation du milieu définie par la suite de triplets.

* Génération de l'écho élémentaire : l'opération de compression que l'on doit réaliser pour engendrer un écho élémentaire S_{kj} est facile à réaliser électroniquement (modification d'une horloge sur des signaux carrés - donc sur des signaux sinusoïdaux si on filtre le fondamental du signal carré). La réalisation choisie dépend donc du type de signal $S(t)$ qui excite le milieu. Décrivons-la lorsque le signal d'excitation est sinusoïdal, le triplet d'information j, k, G_{kj} est décodé dans l'ordre : l'information retard décale l'adressage du signal dans la mémoire d'accumulation, l'information "k" modifie la période du générateur de signaux carrés dont on filtre ensuite le fondamental, et l'information amplitude pondère l'écho élémentaire ainsi fabriqué.

* Accumulation : La mémoire d'accumulation est un registre à décalage à l'entrée duquel se trouve un sommateur. Pour chaque triplet on fait faire une circulation complète au registre et on somme le nouvel écho élémentaire fabriqué aux précédentes valeurs du registre. (voir fig. 1)

2.2 - Les possibilités du simulateur

a/ Signaux d'entrée

Outre les signaux monochromatiques, le simulateur fonctionne avec des signaux à large bande, du type PSK (codés en phase par tout ou rien) moyennant une mémoire supplémentaire dans laquelle on inscrit le code des basculements de phase ([10]). Actuellement on peut utiliser des codes PSK qui possèdent un produit durée utile x largeur de bande utile $\neq 512$. On a donc la possibilité d'utiliser les deux types d'excitation habituels en détection active : soit à bande étroite (avec un nombre variable de périodes), soit à bande large (jusqu'à un rapport largeur de bande à fréquence centrale égal à 1).

b/ Le milieu

Il faut bien évidemment trouver un compromis entre les dimensions du milieu et le temps de chargement des grilles simulant les différentes réalisations du milieu. Théoriquement les dimensions de la grille ne sont pas limitées si ce n'est par la taille de la mémoire d'accumulation. Celle-ci est de 8192 mots de 16 bits et permet 2^8 accumulations d'un même signal. Le pas élémentaire de discrétisation en retard a été choisi à 1/8 de la période moyenne du signal, et le pas minimum de discrétisation en facteur k de compression est de 1 %.

(k peut varier de 1 à 1 + 12 %). On obtient les différents dopplers par divisions successives d'une horloge très rapide. Pratiquement on a utilisé pour k une plage de + 5 % autour de 1. Actuellement, la mémoire choisie pour la simulation de v.a. G_{kj} (triplets d'information) est un ruban perforé.

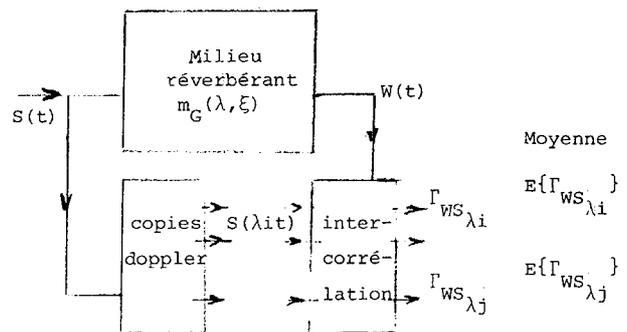
3 - EXEMPLE D'UTILISATION - IDENTIFICATION DE LA VALEUR MOYENNE D'UN MILIEU REVERBERANT

3.1 - Principe

Nous avons simulé un milieu réverbérant de valeur moyenne $m_G(\lambda, \xi)$ donnée, et nous voulons identifier cette valeur moyenne. On suppose que l'on est maître du signal d'excitation du milieu destiné à la caractérisation de celui-ci. La méthode exposée, dans [1] ou [6], est une extension de la méthode d'identification de réponse impulsionnelle d'un système homogène, on utilise un signal d'entrée à très haut pouvoir de résolution temps fréquence, celui-ci étant caractérisé dans notre cas par la fonction d'ambiguïté en compression du signal, $\psi_S(\tau, k)$:

$$(7) \quad \psi_S(\tau, k) = \int_{R'} S(t)S(kt-\tau)dt$$

Le traitement consiste à faire une interambiguïté compression entrée-sortie du milieu réverbérant, et à prendre une espérance mathématique sur toutes les réalisations du milieu, ainsi que l'indique le schéma ci-dessous :



Interambiguïté compression



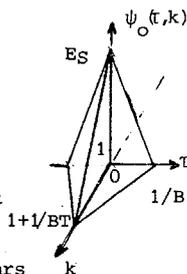
On obtient : (voir [1])

$$(8) E\{\Gamma_{WS}(\lambda, \tau)\} = \iint_{R^2} m_G(\lambda, \xi) \frac{1}{\lambda} \psi_S\left(\tau - \frac{\lambda \xi}{\lambda}, \frac{\lambda \xi}{\lambda}\right) d\lambda d\xi$$

Si la fonction d'ambiguïté $\psi_S(\tau, k)$ de $S(t)$ a un support très étroit (vis-à-vis du support de m_G) en λ et ξ , alors :

$$(9) \psi_S \text{ est assimilable, à une constante près, à } \delta(k-1, \tau).$$

On a dessiné, ci-contre, une allure grossière de $\psi_O(\tau, k)$ pour un signal $S_O(t)$ dont la bande effective est B , et la durée effective est T , avec $BT \gg 1$. Assimiler ψ_O à $\delta(k-1, \tau)$ c'est faire tendre en même temps $1/B$ et $1/BT$ vers 0 sachant que $\psi_O(0, 1)$ est toujours égal à $E_S = \int |S(t)|^2 dt$.



Une formule approchée pour ψ_O est donc :

$$(10) \psi_S(\tau, k) \sim \frac{E_S}{B^2 T} \delta(k-1, \tau), \text{ avec la convention } \psi_S(0, 1) = E_S; \text{ de telle sorte que } \iint \psi_S(\tau, k) d\tau dk = \frac{E_S}{B^2 T}$$

(8) s'écrit alors :

$$(11) E\{\Gamma_{WS}(\lambda, \tau)\} \sim \frac{E_S}{B^2 T} m_G(\lambda, \tau) \text{ ce qui permet de connaître l'évolution de } m_G(\lambda, \xi) \text{ dans tout le plan } (\lambda, \xi).$$

N.B.1 : Une méthode identique est utilisée pour caractériser la valeur moyenne d'une FAPV (trajets multiples) et dans des cas plus spécifiques de FAPV (modèle de retard variable) elle permet d'atteindre la loi de probabilité à une date des retards (voir [6]).

N.B.2 : Une autre technique, pour caractériser le milieu au 1er ordre, est d'exciter directement le milieu avec de fortes impulsions [11], mais à chaque excitation, on n'obtient qu'une "coupe" de la valeur moyenne.

3.2 - Etude expérimentale

Avec le simulateur décrit ci-dessus, on a mis en oeuvre une expérience d'interambiguïté entrée-sortie du milieu réverbérant, en utilisant comme signaux d'excitation des signaux PSK. Le but de cette expérience est de faire apparaître une certaine valeur moyenne $m_G(\lambda, \xi)$ (que l'on aura auparavant adoptée comme valeur moyenne pour les différentes réalisations des "grilles" G_{k_j} du simulateur), au moyen du traitement exposé ci-dessus. Différentes possibilités d'erreur interviennent dans cette expérience :

a/ On suppose que la simulation du milieu réverbérant lui-même n'introduit pas d'erreur, i.e. que l'équation (6) représente bien (3), dans les conditions utilisées, ce qui a été vérifié auparavant pour des cas simples de milieux certains, et homogènes par exemple

b/ Erreur d'approximation de la fonction d'ambiguïté du signal émis à une impulsion de Dirac dans le plan retard-compression. Celle-ci est fondamentale et conduit à un biais du calcul. On voit ici apparaître le point important que le milieu que l'on cherche à caractériser sera défini avec la précision du signal d'excitation.

Reprenons (8) et donnons à ψ_S la forme définie par la figure ci-dessus :

$$(12) \psi_S(k, \tau) = E_S \Lambda_{1/B}(\tau) \Lambda_{1/BT}(k-1) \text{ où } \begin{cases} \Lambda_a(x) = 1 - \frac{|x|}{a} \\ \Lambda_a(x) = 0 \text{ sinon} \end{cases}$$

Supposons par exemple le milieu homogène en moyenne :

$$(13) m_G(\lambda, \xi) \equiv m_G^1(\xi) \delta(\lambda-1)$$

On voit que même pour la coupe $k=1$, le résultat est biaisé vis-à-vis de celui attendu :

$$E\{\Gamma_{WS}(1, \tau)\} = E_S \cdot (m_G^1 * \Lambda_{1/B})(\tau)$$

Ce résultat, connu puisqu'il s'agit alors d'intercorrélation entrée sortie, est en fait généralisé par l'équation (9). (En particulier dans le cas plus difficile de milieux non homogènes en moyenne il faudrait, connaissant $\psi_S(k, \tau)$ parfaitement, faire une opération du type "Filtrage inverse" pour retrouver $m_G(\lambda, \xi)$ à partir de $E\{\Gamma_{WS}(\lambda, \tau)\}$ et à ce moment là les propriétés du signal d'excitation n'interviendraient plus).

En particulier, si le signal d'excitation a une bande effective donnée, on ne connaîtra la valeur moyenne du milieu que sur cette bande de fréquences. Nous avons étudié deux types d'excitation : excitation passe bande, et excitation basse fréquence : les figures 2 et 3 comparent, pour les mêmes coupes "doppler", les fonctions d'ambiguïté en compression du signal basse fréquence, et du signal avec porteuse (largeur de bande relative = 1). Etant donné que le signal passe bande est à bande très large (afin de connaître le milieu sur la plage de fréquences la plus grande possible), il n'y a pas de relation simple entre ces deux fonctions d'ambiguïté, pas même entre les fonctions de corrélation : en effet, soit $S(t)$ le signal d'excitation passe bande : $S(t) = A(t) \sin 2\pi\nu_0 t$ où $A(t) = \Pi_{T/2}(t-T/2)K(t)$ $K(t)$ est le code PSK (suite de ± 1) indiquant les basculements de phase (fig. 4).

$$\Gamma_S(\tau) = \int_{\Delta > 2T} S(t)S(t-\tau) dt \quad (14)$$

$$= \frac{1}{2} \Gamma_A(\tau) \cos 2\pi\nu_0 \tau - \frac{1}{2} \int_{\Delta} A(t)A(t-\tau) \cos[2\pi\nu_0(2t-\tau)] dt$$

Si le support spectral de $A(t)$ est petit devant ν_0 , la seconde intégrale est considérée comme négligeable. Dans notre problème, ce n'est pas le cas. On voit, par contre, qu'on peut s'affranchir de ce terme en excitant séquentiellement chaque réalisation du milieu avec les



SIMULATION ELECTRONIQUE DE MILIEU REVERBERANT - IDENTIFICATION DE LA
VALEUR MOYENNE ET CARACTERISATION.

signaux suivants

$$S_1(t) = A(t) \sin 2\pi\nu_0 t$$

$$S_2(t) = A(t) \cos 2\pi\nu_0 t, \text{ et en faisant la somme}$$

des intercorrélations du type Γ_{WS} obtenus. La figure 4 met en évidence le 2ème terme de (14) (obtenu en faisant la différence de $\Gamma_{S1}(\tau)$ et $\Gamma_{S2}(\tau)$).

c/ Erreurs statistiques : l'évaluation de l'espérance mathématique de (18) impose de prendre un grand nombre N de réalisations du milieu. L'expérience conduit à un estimateur μ de $E\{\Gamma_{WS}(\lambda i, \tau)\}$ et donc de $m_G(\lambda, \xi)$ (on considère ici que ψ_S peut être approchée par (10).

$$(15) \quad \mu = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N G_i(k, \tau) \frac{E_S}{B^2 T}$$

L'espérance mathématique de cet estimateur est

$$(16) \quad E\{\mu\} = \frac{E_S}{B^2 T} m_G(k, \tau) \text{ pas de biais statistique}$$

et la variance de μ est donnée par :

$$\text{Var } \mu = \frac{E_S^2}{(B^2 T)^2} \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N E\{G_i(k, \tau) G_j(k, \tau)\}$$

Si on utilise des réalisations non corrélées pour le milieu ("grilles" non corrélées) $E\{\tilde{G}_i \tilde{G}_j\} = 0$ pour $i \neq j$

$$(17) \quad \text{Var } \mu(\tau, k) = \frac{E_S^2}{(B^2 T)^2} \frac{\text{Var } G(k, \tau)}{N} = \sigma_\mu^2$$

$$\text{et } \sigma_\mu(\tau, k) / E\{\mu(\tau, k)\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \frac{\sigma_G(\tau, k)}{m_G(\tau, k)}$$

3.3 - Résultats (fig. 5 - 6 et 7)

On donne ici quelques exemples de résultats, tous relatifs à un signal d'excitation PSK de $BT = 32$, soit modulé, soit non modulé; les "boupes doppler" sont toujours les mêmes et correspondent à des écarts

$k = 1,2\%$ (le pouvoir théorique de résolution doppler du signal sans porteuse est de l'ordre de 4% ; fig. 2).

Figure 5 : milieu certain homogène,

$$m_G(\lambda, \xi) = H_{\Delta/2}(\xi - \Delta/2) \delta(\lambda, \xi)$$

l'allure de cette valeur moyenne se retrouve sur les coupes $\lambda \neq 1$ par suite du biais de calcul exprimé par (9) et de la forme de la fonction d'ambiguïté donnée par la figure 2. Les "fluctuations" ont toutes la même allure et leur puissance instantanée, relative à celle contenue dans la valeur moyenne, est de l'ordre de $1/5$.

Figures 6 et 7: milieu aléatoire homogène en moyenne. Signal d'excitation PSK avec porteuse. On a fait une détection d'enveloppe en sortie afin de mettre en évidence le "support" de la valeur moyenne. On compare ici les résultats obtenus si les v.a. G_{kj} sont corrélés (fig. 6) ou non corrélés (fig. 7), ce qui ne doit pas intervenir au niveau de la valeur moyenne, mais seulement pour l'étude de la variance statistique.

Pour tous les cas de milieu aléatoire, les v.a. G_{kj} ont le même écart type $\sigma_G \sqrt{k}$ et j , et le rapport $\frac{\sigma_G}{m_G}$ (lorsque $m_G \neq 0$) est de l'ordre de $1/4$. Le nombre de réalisations est de l'ordre de 32. Les fluctuations statistiques sont donc peu importantes.

Les figures 8 et 9 montrent le cas d'une excitation passe bande, avec v.a. G_{kj} non corrélées. La valeur moyenne du milieu est choisie sinusoïdale (passe bande), homogène pour la fig. 8 (coupe $\lambda = 1$), et non homogène pour la fig. 9 (coupe $\lambda = 1,025$).

* Conclusions : ces simulations permettent de voir dans quelle mesure la méthode proposée d'identification de la valeur moyenne peut être faite. Elles donnent en particulier une idée de la façon dont l'énergie relative à tous les pics "secondaires" du signal d'excitation se retrouve dans le plan (λ, ξ) , pour l'estimation de $m_G(\lambda, \xi)$ (biais de la formule (9)). Un autre point est que l'aspect statistique intervient en fait en lissant ces formes secondaires (au détriment évidemment du temps de traitement) * D'autre part, le signal que nous avons utilisé ici n'est pas très performant (pour des raisons de traitement) ($BT = 32$) et il faudrait faire varier ce paramètre dans de fortes proportions.

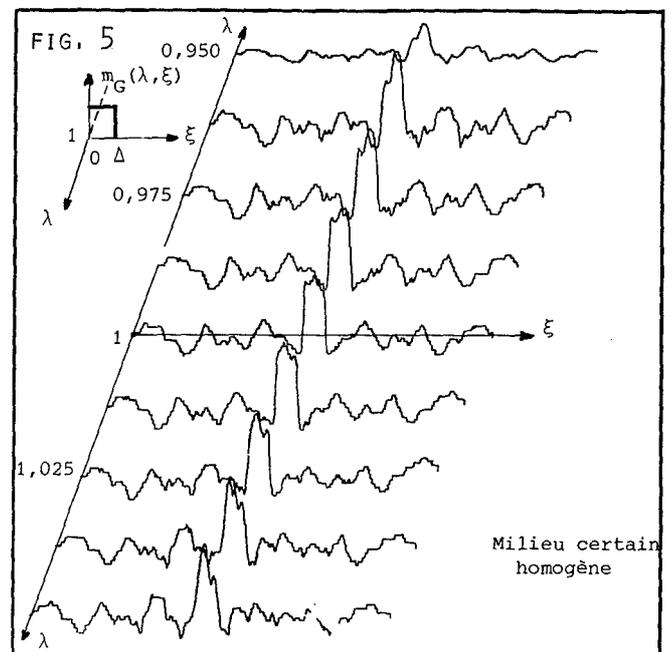
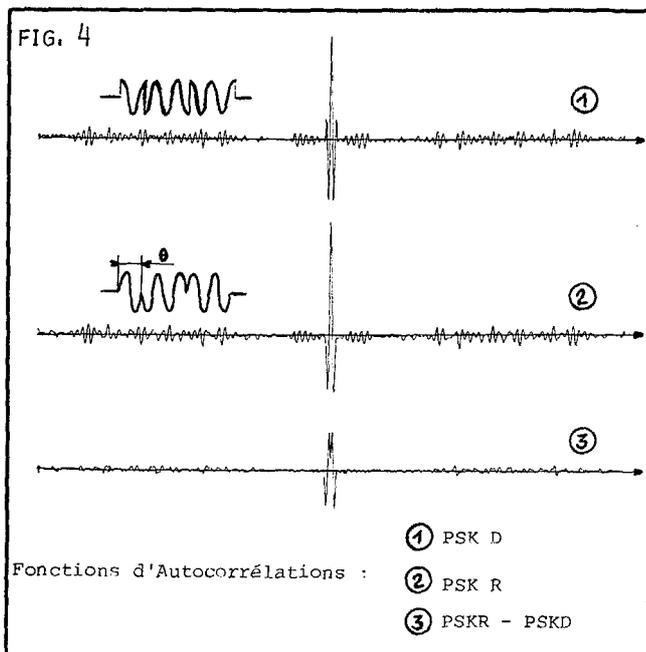
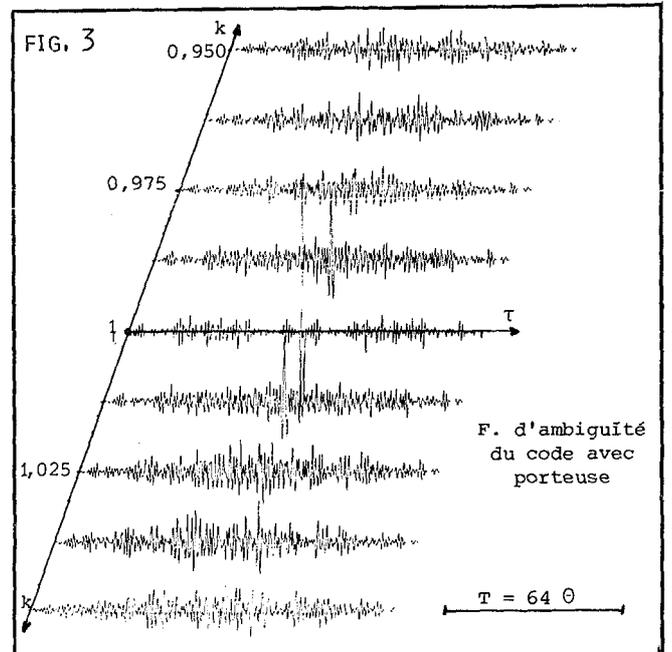
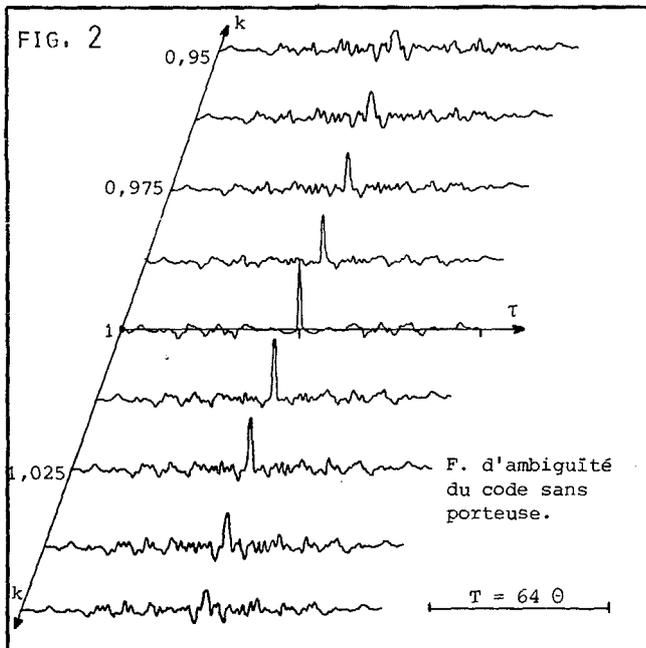
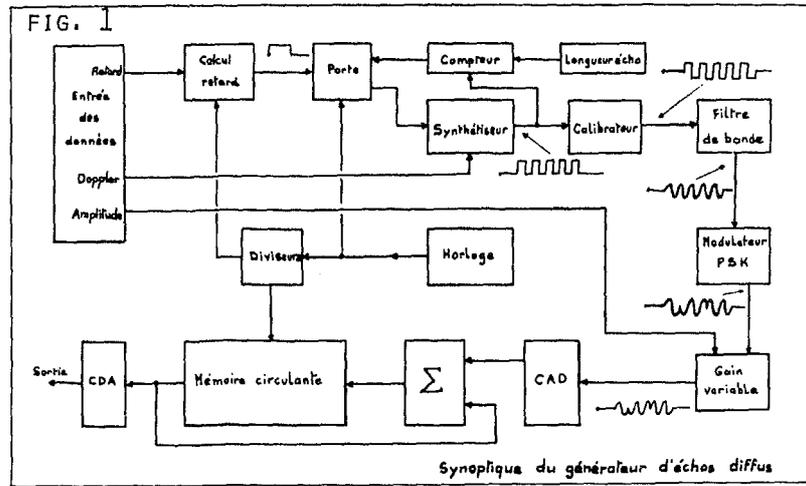
4 - CONCLUSION

On a présenté ici rapidement un simulateur de milieu réverbérant correspondant à certains types de signaux d'excitation du milieu. Ce simulateur permet de faire un grand nombre d'études relatives à des milieux non homogènes aléatoires par suite de l'entière maîtrise des paramètres du milieu. (Comme exemples, le simulateur peut être utilisé comme convolveur, ou ambiguïmètre à compression, ceci pour les signaux d'entrées donnés ci-dessus). Le milieu simulé peut être certain, ou aléatoire, homogène ou non homogène.

On a présenté en particulier une expérience d'interambiguïté compression entrée sortie du milieu réverbérant afin d'identifier la valeur moyenne statistique simulée du milieu. On a vu que ce traitement donne d'assez bons résultats et que le point important est de disposer d'un signal d'excitation très "performant".

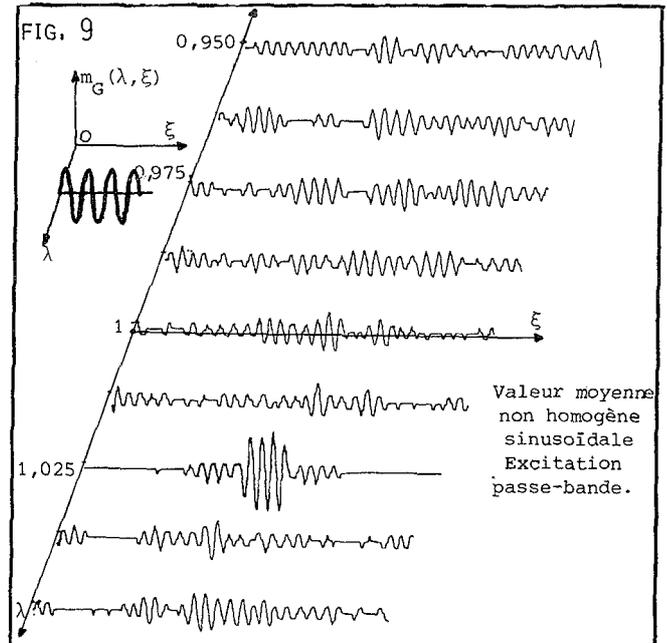
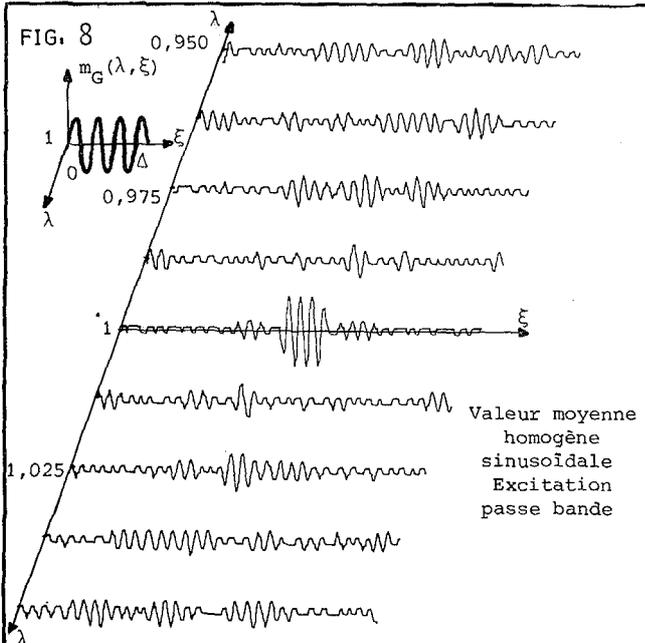
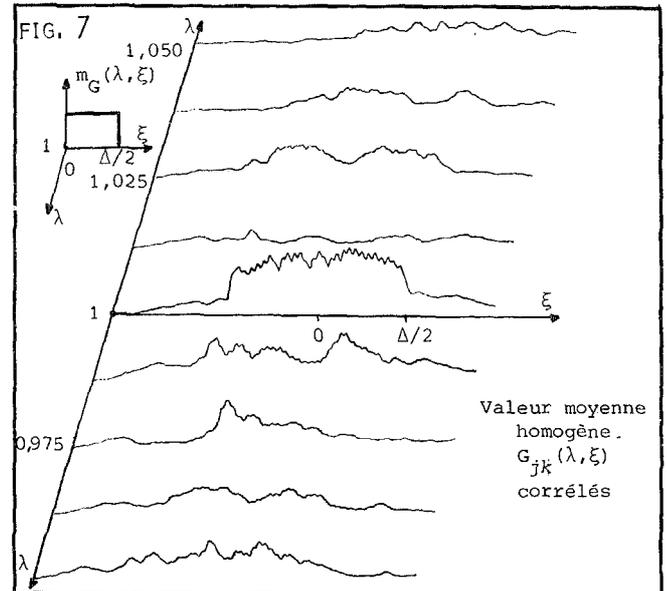
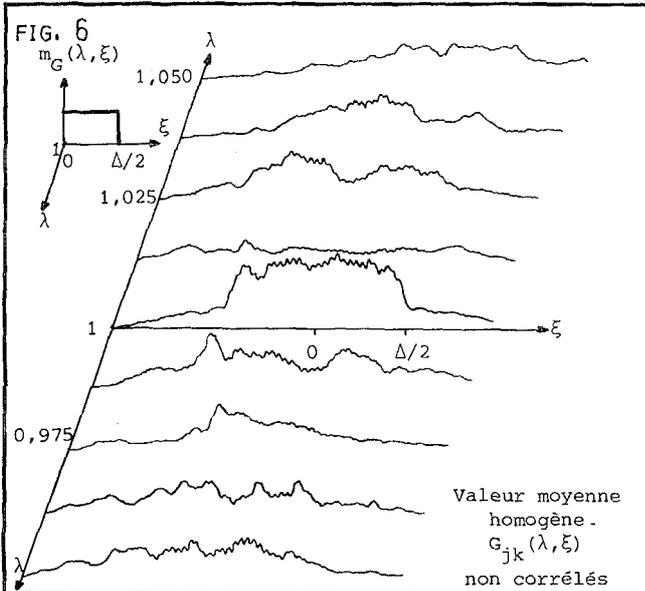
Notons bien que ce simulateur constitue également un générateur de signaux à un grand nombre de degrés de liberté ($N_k \times N_j$) : dans la mesure où on dispose de signaux de "base" $S(t)$ suffisamment orthogonaux, on peut penser synthétiser n'importe quel type de signal $W(t)$ à partir d'une décomposition de type (6) où les G_{kj} sont les coefficients de cette décomposition.

SIMULATION ELECTRONIQUE DE MILIEU REVERBERANT - IDENTIFICATION DE LA
VALEUR MOYENNE ET CARACTERISATION.





SIMULATION ELECTRONIQUE DE MILIEU REVERBERANT - IDENTIFICATION DE LA
VALEUR MOYENNE ET CARACTERISATION.



BIBLIOGRAPHIE

- [1] JOURDAIN G. - Caractérisation d'un milieu de transmission aléatoire par un modèle de filtre aléatoire variable au cours du temps.-ANN.TELECOM. Sept/Oct 1973, 28, N° 9-10, p. 413-422
- [2] JOURDAIN G. - Etat actuel de procédés d'étude et de description de systèmes et de canaux de transmission non stationnaires.- Coll. CNFRS, Fév. 1975
- [3] FAURE - Modèle statistique de la réverbération.- Colloque OTAN, Grenoble (1964)
- [4] BELLO P.A. - Characterization of randomly time variant filters.- IEEE Trans. Communication Systems CS 11, N° 4 360 393
- [5] LAVAL - Sound propagation effort on signal proces-

sing - Colloque OTAN 1972, Loughborough

- [6] ESCUDIE B, LARCHER J. - Etude de la propagation aléatoire en acoustique aérienne - R. ICPI TS
- [7][8][9][10] JOURDAIN G, REVOL G., SILVENT A MATHIEU D., SILVENT A. REVOL G. MATHIEU D., SILVENT A. Rapports CEPHAG N° 4/74, 19/73, 20/73, 27/73