

1- Motivation et définitions :

Identifier un système consiste à proposer une structure entre son entrée et sa sortie et à déterminer à partir du couple entrée-sortie, les valeurs des paramètres du modèle. Ainsi trouvé, le modèle (mathématique) doit, dans son domaine de validité, se comporter comme la réalité (physique) ou tout au moins s'en approcher « au plus près ». Le « plus près » est défini par un critère.

Deux raisons importantes motivent les électromécaniciens :

- Prédire le comportement d'un système pour différentes conditions de fonctionnement (analyse, simulation),
- Elaborer une loi de commande à appliquer au processus, pour qu'il réalise l'objectif assigné (synthèse des lois de commande). Les commandes peuvent être établies selon deux grands types de méthodes :

- Celles ne nécessitant pas la connaissance d'un modèle mathématique ; c'est par exemple le cas du classique bouclage P.I.D. et l'ajustement expérimental de ses coefficients selon le critère de Ziegler - Nichols, c'est aussi le cas des régulateurs flous.

- Celles nécessitant un modèle mathématique. Lorsqu'on désire obtenir un *modèle paramétrique* pour un processus/système, c'est-à-dire une relation mathématique comprenant un nombre fini de termes (par exemple fonction de transfert, équation différentielle ou aux différences), on peut souhaiter en premier lieu exprimer les *lois physiques* connues régissant son fonctionnement et en déduire les relations mathématiques cherchées. On parle alors de *modèle de connaissance*.

Cependant, lorsque cette analyse interne n'est pas possible (lois internes inconnues, mesures internes impossibles ou difficiles) ou trop complexe, on est amené à considérer le système comme une « boîte noire ». À partir de l'observation de ses entrées-sorties (comportement externe) et de mesures expérimentales, on établit alors la relation mathématique qui lui correspond « au mieux » ; on parle alors de *modèle de représentation*. Ainsi, un système complexe sera représenté par un

modèle mathématique aussi simple que possible, et dont les coefficients sont ajustés de manière à représenter le mieux possible le système réel dans des conditions de fonctionnement données (et en particulier dans une zone de travail plus ou moins grande). Il est à noter que les paramètres figurant dans les modèles de représentation obtenus n'ont pas de réalité physique. Les modèles paramétriques sont les mieux adaptés à la détermination de la loi de commande des systèmes numériques. Pour électromécanicien, tous ces modèles sont de nature dynamique.

La réponse d'un système à des excitations standard par exemple de type pulsionnel ou de type sinusoïdal en fournit un *modèle non paramétrique* qui est la réponse pulsionnelle (domaine temporel) ou fréquentielle (domaine des fréquences).

L'informatique peut aider à exécuter la tâche d'identification par la génération de signaux de test, l'acquisition des données et mesures, leur traitement en temps différé ou en temps réel, et enfin la validation du modèle.

I.2- Etapes d'une «bonne» identification :

Un processus n'admet pas un modèle unique et l'électromécanicien cherchera un bon modèle, plus ou moins compliqué et précis, adapté à son problème. On peut généralement décomposer en quatre étapes la conduite d'une « bonne » identification (voir fig.I-1). Celle-ci est facilitée par les renseignements dont on dispose au préalable sur le processus réel. Nous avons choisi de présenter quelques méthodes d'identification, certaines plus « classiques », d'autres mettant en œuvre l'outil statistique et en particulier les moindres carrés (M.C.). Les renseignements préalables concernant le système ou processus à identifier peuvent porter sur :

- Son domaine de linéarité défini par sa caractéristique statique ;
- Son temps de réponse, résultat d'un essai indiciel et qui, dans le cas discret, aidera au choix de la période d'échantillonnage ;
- La présence ou non d'un intégrateur, d'un retard pur

On éliminera par filtrage passe-haut les composantes continues sur les mesures (excitation et sortie) lorsqu'on s'intéresse et c'est généralement le cas - à leurs seules variations ; par ailleurs, un

éventuel filtrage passe-bas permettra de diminuer l'influence des bruits à spectre large [6].

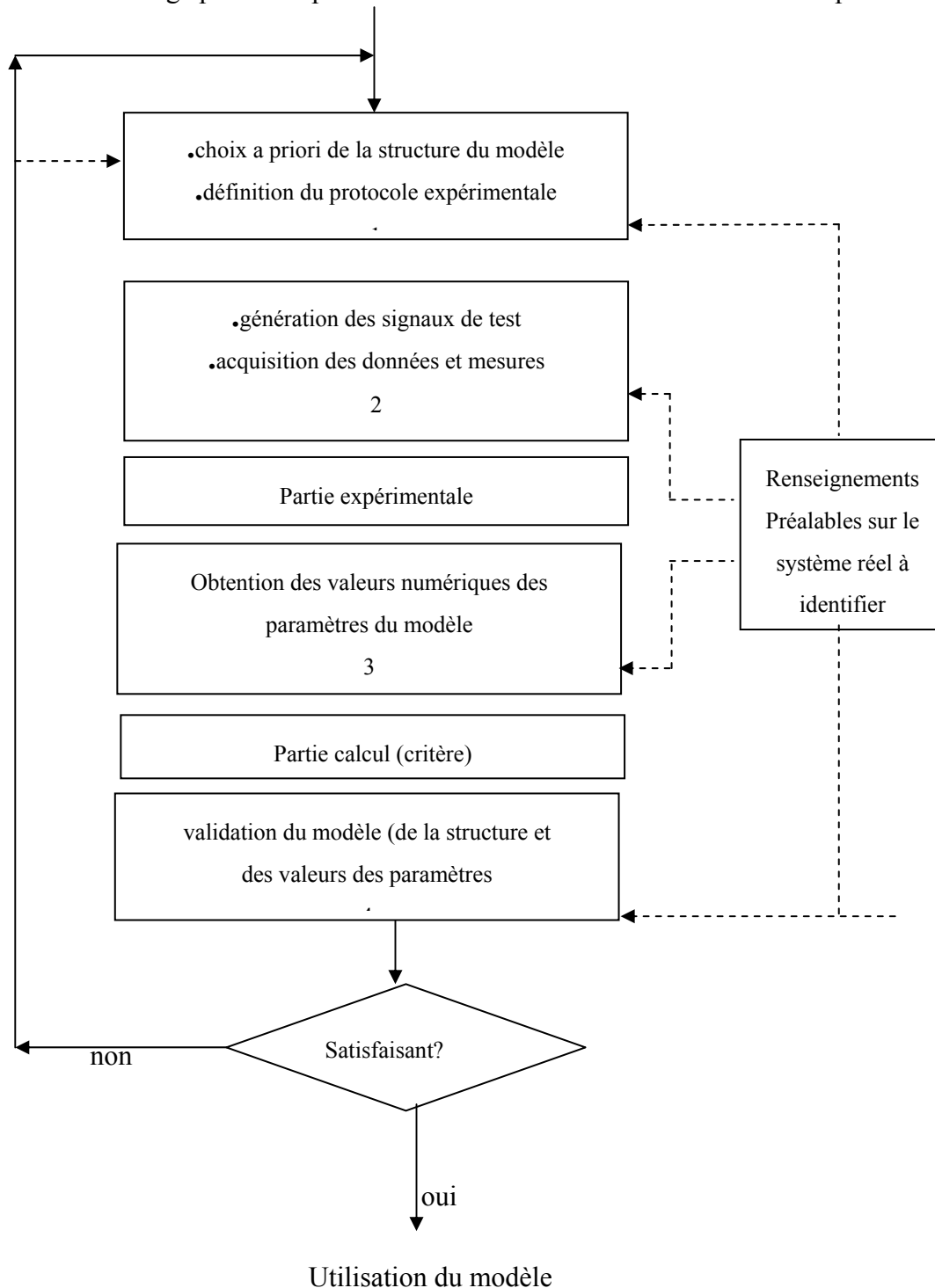


Figure I.1: Organigramme de l'identification

I.3- Les signaux de test :

En fonctionnement réel et normal, le processus, inclus dans une boucle fermée I évolue autour d'un point de fonctionnement, et généralement, les variations de la commande u et de la sortie y sont relativement faibles. Or la qualité de l'identification pour une méthode donnée, dépend de la quantité d'information contenue les couples excitation/réponse. Lorsque cela est possible, on préfère donc exciter le processus en boucle ouverte par un signal suffisamment énergétique - sans toutefois le projeter hors de sa zone de linéarité autour du point de fonctionnement - et suffisamment riche en composantes spectrales de façon à exciter les modes significatifs du processus.

En pratique, on utilise deux catégories de signaux de test (excitation) :

- Les signaux déterministes tels que l'échelon, la sinusoïde,... ces signaux sont décrits par une fonction de temps ou par leur transformée de Fourier ;
- Les signaux aléatoires, décrits par leurs propriétés statistiques. Parmi ceux-ci le bruit blanc (théorique) dont l'énergie est équirépartie sur toutes les fréquences, permettrait d'exciter le processus dans toute la bande passante. On lui préfère en pratique la séquence binaire pseudo aléatoire (S.B.P.A.).

L'identification est un exercice difficile qui, outre la maîtrise de la théorie, nécessite un bon savoir-faire. Cette partie est consacrée à l'obtention de modèles linéaires S.I.S.O. (single input - single output ou mono-entrée, mono-sortie) à constantes localisées, invariant dans le temps, supposés d'ordre fini.

I.4- Méthodes classiques d'identification :

Nous présentons successivement quelques méthodes fondamentales susceptibles d'obtenir un modèle à travers :

- La réponse à l'échelon ;

- La réponse en fréquence (essai direct ou utilisation de la transformée de Fourier) ;
- La réponse pulsionnelle (utilisation des techniques de corrélation).

I.4.1- Réponse indicielle (Méthode de Strejc) :

Cette méthode permet d'identifier un processus présentant une réponse indicielle sans dépassement (fig. I.2). Le modèle mathématique proposé par Strejc (modèle de représentation) pour représenter ce processus est :

$$G(p) = \frac{y(p)}{u(p)} = \frac{K_0 e^{-\tau p}}{(1+Tp)^n} \quad (\text{I.1})$$

Où K_0 , τ , T et n sont les quatre paramètres à déduire des mesures de y (méthode paramétrique). La tangente au point d'inflexion Q détermine T_u et T_a .

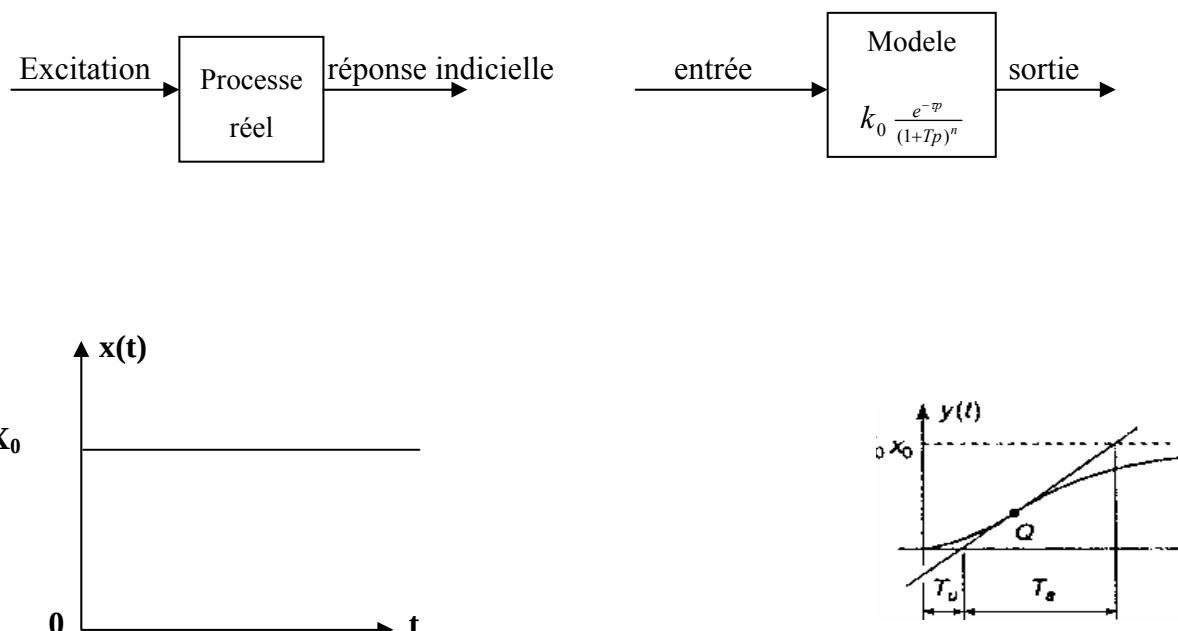


Figure I.2 : Réponse indicielle sans déplacement

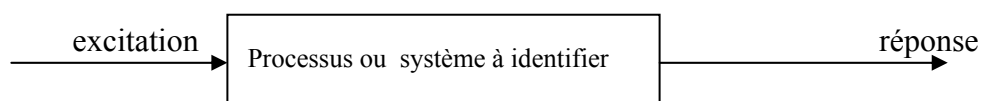
Un certain nombre de contraintes sont liées à la méthode :

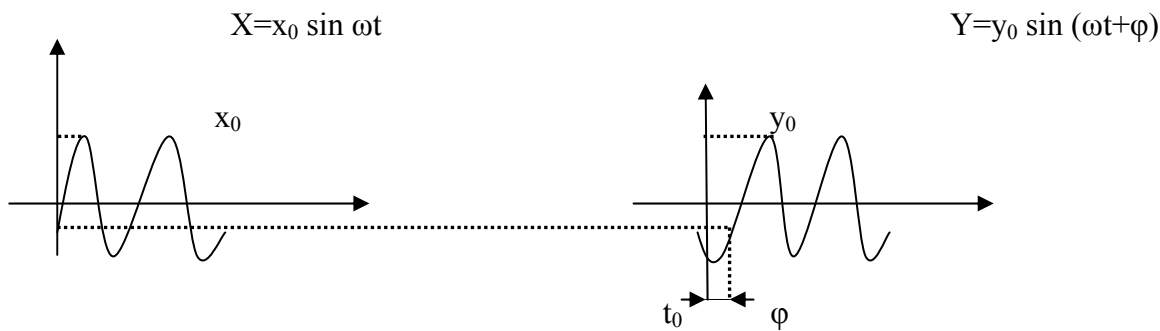
- La réponse indicielle doit être apériodique ;
- Le test en échelon n'est pas toujours réalisable en exploitation car il nécessite d'isoler le processus (donc d'ouvrir la boucle) et de l'exciter avec un signal d'amplitude relativement importante (significative) ;
- Le processus doit être au repos avant l'application de l'excitation en échelon (toutes les dérivées de la sortie y sont nulles. Cette condition est difficilement réalisable sur un système réel.) ;
- Les bruits et les perturbations influent sur la qualité du résultat (ceci est un défaut typique de la majorité des méthodes d'identification directe) et il est nécessaire d'effectuer plusieurs essais avec des variations en échelon positives et négatives.

Toutefois il est à remarquer que cette méthode met en œuvre des moyens modestes au niveau de l'expérimentation et que les calculs sont simples.

I.4.2- Réponse fréquentielle :

Excitons un processus continu linéaire par un signal sinusoïdal .la figure I.2 illustre la réponse en régime permanent.





Avec ω : Pulsation(variable)

$\rho(\omega) = y_0/x_0$: Rapport d'amplitude

$\varphi(\omega)$: Déphasage

Figure I.3: Réponse en régime permanent

Faisons varier la pulsation ω sur une large bande ; on obtient le lieu de transfert expérimental du processus - qu'on peut tracer dans Bode, Black-Nichols ou Nyquist. Ce lieu pourra être utilisé pour déterminer un réseau correcteur de manière à satisfaire le cahier des charges d'une boucle d'asservissement. La mise en œuvre d'une telle méthode peut être rendue délicate par les bruits de mesure; la moyenne, calculée sur plusieurs mesures, permet d'améliorer le rapport signal/bruit. Par ailleurs, si le processus a des constantes de temps très grandes, la mesure en sinusoïdal peut devenir très longue et donc quasiment impossible, car pour chaque mesure il est nécessaire d'attendre rétablissement du régime permanent.

Si le processus à identifier a un comportement à la limite de stabilité (avec un intégrateur), ou instable, nous pouvons procéder à son identification en le faisant fonctionner en boucle fermée (fig.I.4)

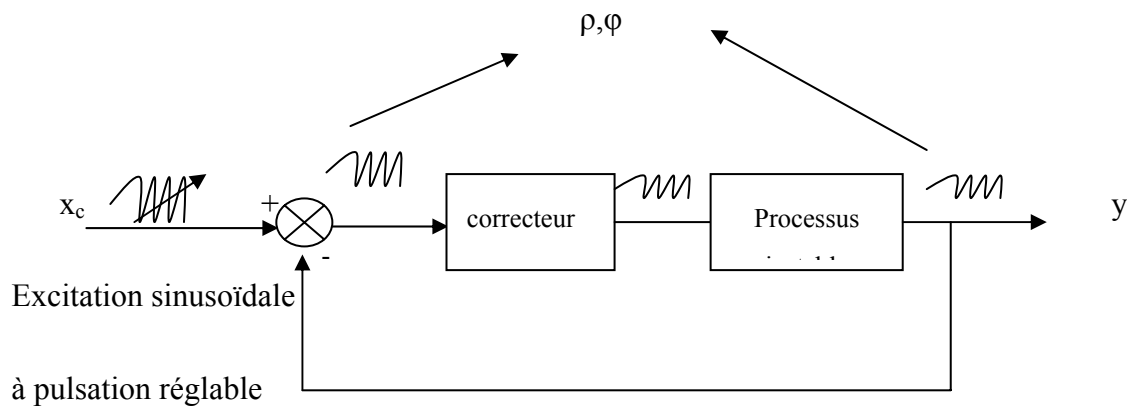


Figure I.3 : Identification en boucle fermée.

Ainsi, pour chaque valeur de la pulsation ω_i le système (x_c, y) étant stable, on accède

à $\rho(\omega_i)$ et à $\varphi(\omega_i)$. On peut approcher autrement l'analyse fréquentielle. Un signal $x(i)$ riche en fréquences (spectre large), appliqué au système donne lieu à une réponse $y(t)$.

Nous avons :

$$G(j2f\pi) = G(j\omega) = \frac{F[y]}{F[x]}$$

Où $F[y]$ et $F[x]$ sont les transformées de Fourier, respectivement de la sortie et de l'entrée, fonctions de ω .

$G(j\omega)$ est un nombre complexe qui, pour chaque valeur ω_i de ω , donne son module $\rho(\omega_i)$ et son argument $\varphi(\omega_i)$.

On sait que la transformée d'un signal périodique (non sinusoïdal) de période T_0 est un spectre de raies représentant l'énergie distribuée selon $n f_0 = n / T_0$. Si le signal $x(t)$ est non périodique. Son spectre est continu, ce qui ne limite pas en théorie le calcul de la réponse en fréquences à quelques valeurs de ω . En pratique, la détermination de $G(j\omega)$ est confiée le plus

souvent à un ordinateur dont une des tâches est de calculer, en utilisant des algorithmes du type Transformation de Fourier Rapide, la transformée de Fourier des signaux temporels d'excitation et de réponse.

Cette analyse fréquentielle peut être assimilée à un balayage automatique de fréquences par l'intermédiaire du signal d'excitation.

Outre le choix de l'excitation qui doit être suffisamment riche en fréquences, plusieurs essais, avec moyennisation, peuvent améliorer le rapport signal sur bruit et donc la « qualité » de l'identification. De plus, les erreurs de troncature dues au calcul de la TFR seront diminuées si l'enregistrement du couple de mesures entrée-sortie est de durée assez longue.

I.4.3- Réponse impulsionnelle :

Un système linéaire invariant est entièrement caractérisé par sa réponse à un Dirac. En effet, l'impulsion de Dirac, dont la transformée de Fourier est constante sur tout le spectre, contient toutes les fréquences. La transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle du système est sa fonction de transfert.

Un Dirac « réel » peut être approché, du point de vue de ses effets, par une impulsion brève de durée finie et d'énergie limitée. La réponse du système sera de ce fait faible et bruitée, d'où difficilement exploitable. Il faut donc atteindre la réponse impulsionnelle $h(t)$ par une voie indirecte.

I.4.3.1- Intercorrélation:

Nous appliquons les techniques de corrélation à la détermination de la réponse impulsionnelle $h(t)$ d'un processus continu excité par une séquence binaire pseudo- aléatoire (S.B.P.A.) (les signaux d'excitation utilisés précédemment étaient de nature déterministe). Les signaux aléatoires sont caractérisés par leurs propriétés statistiques. On définit la fonction d'autocorrélation $\phi_{xx}(\tau)$ par :

$$\varphi_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{t_0 - \frac{T}{2}}^{t_0 + \frac{T}{2}} x(t)x(t+\tau)dt \quad (I.2)$$

Si on compare un signal $x(t)$, dans l'intervalle $t_0 - T/2$, $t_0 + T/2$ avec lui-même, décalé de τ , on conçoit que cela permette de voir en quoi le signal à un instant donné est lié à « ce qui s'est passé » un instant τ avant.

La transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation, appelée densité spectrale, s'écrit :

$$\phi_{xx}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \varphi_{xx}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (I.3)$$

qui, par transformation inverse redonne $\varphi_{xx}(\tau)$.

On définit la fonction d'intercorrélation $\varphi_{xy}(\tau)$ par :

$$\varphi_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{t_0 - \frac{T}{2}}^{t_0 + \frac{T}{2}} x(t)y(t+\tau)dt \quad (I.4)$$

on montre aisément que $\varphi_{xy}(\tau) = \varphi_{yx}(-\tau)$

Si on compare deux signaux $x(t)$ et $y(t)$, par exemple l'excitation et la réponse d'un système linéaire, on peut se demander si de la connaissance de l'histoire de $x(t)$ et de $y(t)$ pendant le même intervalle de temps T , on peut déduire l'existence d'une relation entre les deux signaux, relation de cause à effet dans notre cas.

La densité interspectrale s'écrit:

$$\phi_{xy}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \varphi_{xy}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (I.5)$$

Si on considère:

- La fonction d'autocorrélation de $x(t)$ d'une part, soit $\varphi_{xx}(\tau)$,
- La fonction d'autocorrélation de $x(t)$ et $y(t)$ d'autre part, soit $\varphi_{xy}(\tau)$,

La même relation de convolution existe entre $\varphi_{xx}(\tau)$ et $\varphi_{xy}(\tau)$ que celle qui relie $y(t)$ à $x(t)$, soit :

$$y(t) = h(t) * x(t) \quad (\text{I.6.a})$$

$$\varphi_{xy}(\tau) = h(\tau) * \varphi_{xx}(\tau) \quad (\text{I.6.b})$$

Cette dernière relation devient par transformation de Fourier:

$$\Phi_{xy}(f) = h(f) \cdot \Phi_{xx}(f) \quad (\text{I.7})$$

Si le signal $x(t)$ est tel que sa fonction d'autocorrélation $\varphi_{xx}(\tau)$ est assimilable à une impulsion de Dirac, alors :

$$\varphi_{xy}(\tau) = h(\tau) \quad (\text{I.8.a})$$

$$\Phi_{xy}(f) = h(f) \quad (\text{I.8.b})$$

Le processus d'obtention de la réponse impulsionnelle $h(\tau)$ est schématisé sur la figure I.5

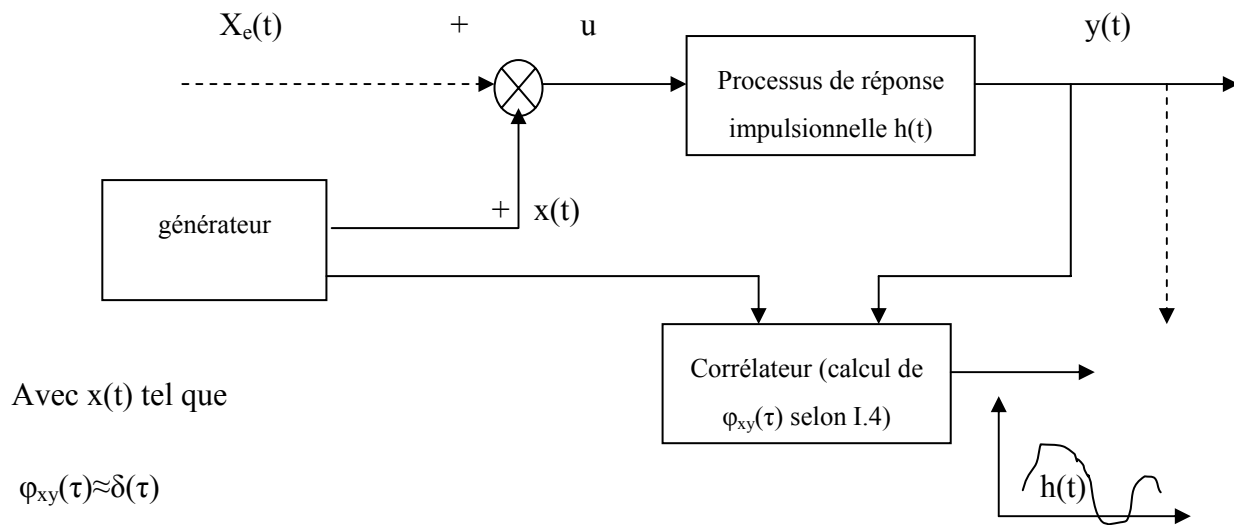


Figure I.4 : Schéma du processus

Dans le cas général, une estimation de la réponse impulsionnelle par intercorrélation peut donc être obtenue selon (I.6.b) après calcul des fonctions de corrélation $R_{xx}(\tau)$ et $R_{xy}(\tau)$ qui sont des approximations, sur la durée prise en compte des signaux x et y , de $\varphi_{xx}(\tau)$ et $\varphi_{xy}(\tau)$.

L'expression (I.6.b) s'écrit alors sous forme discrète :

$$R_{xy}(\tau) = \sum_{k=1}^M h(k) R_{xx}(\tau - k) \quad \text{avec : } k=1, 2, \dots, M \quad (\text{I.9})$$

La résolution de ce système fournit une estimation de la réponse impulsionnelle (finie, la suite $h(k)$ étant tronquée à partir de M , soit $h(k) = 0$ pour $k > M$).

Cette méthode de mesure de la réponse impulsionnelle par corrélation présente le très grand avantage d'être applicable même si le signal de test $x\{t\}$ est superposé à l'entrée $x_e\{t\}$ du système en fonctionnement normal. La sortie y , d'après la linéarité, est la somme du signal y_x avec le signal y_{x_e} dus respectivement à l'action de x et du bruit sur le processus.

Alors, $\varphi_{x(y_x + y_{x_e})}(\tau) = \varphi_{xx}(\tau) * h(\tau)$, car $\varphi_{xy_{x_e}}(\tau) = 0$ (x et x_e étant des signaux indépendants).

I.5- Conclusion :

Les méthodes présentées sont basées sur un relevé expérimental de la sortie d'un système qu'on soumet à une excitation (excitation adaptée). Dans un objectif de simulation, on fera en sorte que le modèle obtenu « colle » au plus près à la réalité. Dans un objectif de commande, le modèle pourra être simplifié, en demeurant représentatif sur une plage de fréquences plus étroite.

La réponse impulsionnelle d'un système (appelée séquence de pondération pour les systèmes discrets), fournit une idée de sa dynamique. Elle peut aider au choix de la structure du modèle. Sa transformée (en p ou z) conduit à la fonction de transfert.