

Zeitschrift:	Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber:	Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band:	61 (1970)
Heft:	13
Artikel:	Aspects théoriques de la détection des signaux en présence de perturbations aléatoires
Autor:	Coulon, F. de
DOI:	https://doi.org/10.5169/seals-915954

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 22.02.2026

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

Aspects théoriques de la détection de signaux en présence de perturbations aléatoires

Conférence, donnée à la 32^e Journée de la haute fréquence de l'ASE le 29 janvier 1970 à Lausanne,

par F. de Coulon, Lausanne

1152-1157

621.391.883.2

L'un des rôles essentiels de la théorie statistique des communications est l'étude des meilleures stratégies permettant d'extraire une information utile d'un signal perturbé. Une telle étude requiert une connaissance préalable de la nature des signaux utiles ainsi que des phénomènes perturbateurs. Ces derniers, aléatoires par nature, doivent être définis par leurs propriétés statistiques. Trois éléments essentiels d'information sont nécessaires pour l'analyse ou la synthèse d'un système de communications: une spécification statistique et fréquentielle du signal émis, une spécification statistique et fréquentielle de la voie de transmission, tenant compte du régime de perturbation, une description précise du mécanisme de détection. Deux exemples d'applications de ces concepts sont donnés. Le premier concerne un système de transmission binaire, le second un système à modulation d'amplitude. Dans les deux cas, on suppose la réception perturbée par du bruit gaussien.

Dans le cas de signaux très fortement perturbés, on peut tirer parti de l'indépendance statistique des signaux utiles et des bruits. Cette situation permet dans certains cas d'envisager des schémas de détection plus complexes. On introduit ainsi les concepts de filtrage statistique, de filtrage optimum et de détection par corrélation.

Das Studium der geeigneten Methode, aus einem gestörten Signal eine brauchbare Information zu erhalten, spielt eine wichtige Rolle in der statistischen Übertragungstheorie. Eine solche Untersuchung verlangt Kenntnis sowohl der Natur des Nutzsignals wie auch der Störphänomene. Die letzteren können nur durch ihre statistischen Eigenschaften definiert werden. Drei wichtige Informationen sind für eine Analyse oder Synthese eines Nachrichtensystems notwendig: Eine statistische und frequenzmässige Beschreibung des zu übertragenden Signals, eine statistische und frequenzmässige Beschreibung des Übertragungsweges unter Berücksichtigung des Auftretens von Störungen, und eine genaue Beschreibung des Empfangsmechanismus. Es werden zwei Anwendungsbeispiele nach diesen Prinzipien gegeben. Das erste behandelt ein binäres Übertragungssystem, das zweite ein amplitudemoduliertes System. In beiden Fällen wird ein durch weisses Rauschen gestörter Empfang vorausgesetzt.

Im Falle sehr stark gestörter Signale kann man sich mit der statistischen Unabhängigkeit von Nutzsignal und Rauschen helfen. In gewissen Fällen kann man auf diese Weise komplexe Empfangsschaltungen ins Auge fassen. Zu diesem Zweck werden Begriffe wie statistisches Filtern und Entziffern durch Vergleich eingeführt.

1. Introduction

L'évolution technologique moderne et les besoins croissants de la société favorisent le développement de moyens de transmission de l'information de plus en plus perfectionnés.

De très nombreux facteurs influencent la conception d'un système de communications de qualité. Citons parmi les principaux:

- a) la nature des messages et signaux à transmettre;
- b) les caractéristiques de la voie de transmission disponible;
- c) les contraintes économiques et techniques;
- d) les indices de performance recherchés.

Mais c'est surtout la présence inévitable de perturbations d'origines diverses qui limite les performances d'un système de communications. On peut fondamentalement ranger les phénomènes perturbateurs en deux grandes classes selon qu'ils prennent naissance à l'extérieur ou à l'intérieur du système considéré. Les premiers, généralement de type impulsionnels, sont surtout le résultat de parasites atmosphériques et industriels. Les seconds sont intimement liés à la nature des dispositifs électroniques utilisés à la réception pour détecter et amplifier les signaux. On pense ici principalement aux bruits d'origine thermique dans les conducteurs et à l'effet grenaille dans les tubes à vide et les éléments semi-conducteurs. C'est principalement au cours des trois dernières décennies que les interactions entre signaux porteurs d'informations et phénomènes perturbateurs, ayant un comportement aléatoire, on fait l'objet d'études théoriques que l'on regroupe volontiers aujourd'hui sous le nom de théorie statistique des communications [1; 2]¹⁾.

L'un des rôles essentiels de cette théorie est l'évaluation des meilleures stratégies permettant d'extraire une information utile d'un signal plus ou moins fortement perturbé. Ce problème est d'un intérêt primordial pour les télécommunications, mais concerne en fait toutes les disciplines nécessitant l'acquisition d'informations traduites sous forme de signaux électriques.

2. Modèle théorique d'un système de communications

L'établissement d'un modèle théorique satisfaisant peut présenter de notables différences pour chaque situation spécifique. Cependant, les concepts fondamentaux mis en jeu sont identiques dans chaque cas. Considérons le schéma général d'un système de communications (fig. 1). Ce schéma peut pour l'essentiel se mettre sous une forme simplifiée (fig. 2) compre-

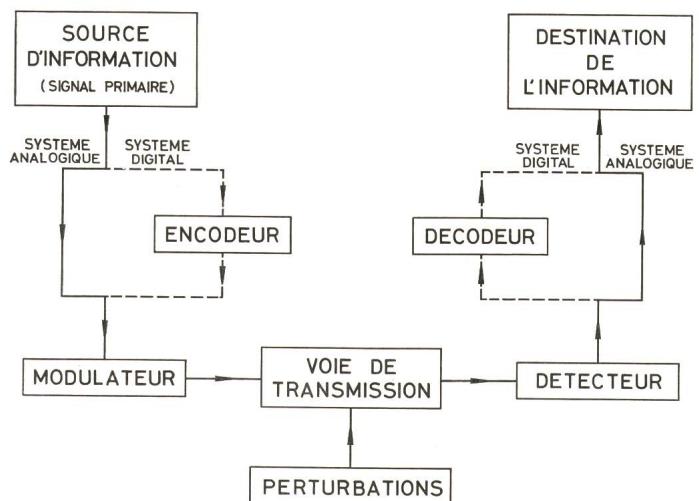


Fig. 1
Schéma général d'un système de communications

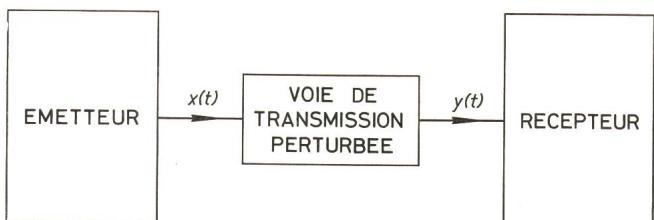


Fig. 2
Schéma simplifié d'un système de communications
 $x(t)$ signal émis; $y(t)$ signal perturbé reçu

¹⁾ Voir bibliographie à la fin de l'article.

nant un bloc émetteur et un bloc récepteur reliés par une voie de transmission perturbée. Le rôle de l'émetteur est de transformer le message initial en un signal $x(t)$ compatible avec la voie de transmission. Le récepteur, lui, doit accomplir l'opération inverse. Son rôle est ainsi de traiter le signal perturbé reçu $y(t)$ de manière à reconstruire, aussi bien que possible, le message original.

Le signal émis $x(t)$ ne se prête pas à une description déterministe. On sait en effet qu'un message contient d'autant plus d'informations qu'il est imprévisible [3]. Les perturbations agissant sur le système sont également aléatoires par nature. Une étude théorique d'un tel système nécessite donc une certaine information initiale (a priori) concernant les propriétés statistiques du signal émis et celles des phénomènes perturbateurs. Cette information est généralement fournie par la loi de densité de probabilité²⁾ $p(x)$ associée à l'émetteur et par la densité de probabilité conditionnelle $p(y|x)$ qui permet d'exprimer le comportement statistique du signal reçu $y(t)$ lorsque l'on connaît la valeur prise par le signal émis $x(t)$. La fonction $p(y|x)$ dépend directement de la statistique des perturbations.

Une information complémentaire est fournie par les spectres de densité de puissance (ou les fonctions d'auto-corrélations) du signal $x(t)$ et de la perturbation $n(t)$, ainsi que par les caractéristiques fréquentielles de la voie de transmission et du récepteur. Une connaissance précise du mécanisme de détection est également nécessaire.

Il découle de la nature statistique du signal émis et des perturbations envisagées que les critères de performance choisis sont également de nature statistique. Ainsi la qualité d'un système de communications est usuellement spécifiée par une mesure moyenne de l'erreur de transmission (erreur quadratique moyenne ou rapport signal — sur — bruit pour un système analogique et probabilité d'erreur pour un système digital).

En résumé, on voit que trois éléments essentiels d'information sont nécessaires en théorie des systèmes de communications:

- a) une spécification statistique et fréquentielle du signal émis;
- b) une spécification statistique et fréquentielle de la voie de transmission, tenant compte du régime de perturbation;
- c) une description précise du mécanisme de détection.

C'est à partir de ces caractéristiques fondamentales qu'il est possible d'évaluer les performances d'un système de détection connu (analyse) ou de rechercher de nouvelles méthodes de traitement des signaux optimisant un critère de qualité donné (synthèse).

3. Exemples d'analyse statistique de systèmes de communications

a) Système binaire

Une illustration simple de l'application de ces concepts généraux peut être obtenue en considérant un système de

²⁾ Si $p(x)$ est la densité de probabilité associée à l'amplitude du signal $x(t)$, la probabilité pour que cette amplitude soit comprise, à un instant donné, entre les valeurs x_1 et x_2 est exprimée par l'intégrale

$$\int_{x_1}^{x_2} p(x) dx$$

Pour plus d'information sur la description statistique de phénomènes aléatoires, voir références [6; 7 ou 8].

transmission de signaux binaires perturbé par du bruit additif gaussien $n(t)$ (fig. 3).

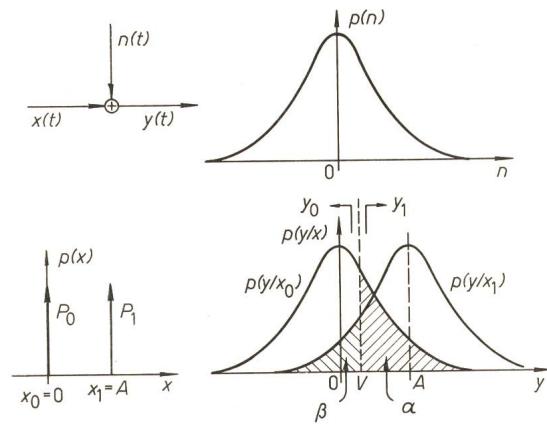


Fig. 3
Densités de probabilité associées à un système de communications binaire perturbé par du bruit additif gaussien

$$x(t) \text{ signal émis} = \begin{cases} x_0 = 0 \text{ avec probabilité } P_0 \\ x_1 = A \text{ avec probabilité } P_1 \end{cases}$$

$n(t)$ bruit gaussien avec densité de probabilité $p(n)$
 $y(t) = x(t) + n(t)$ = signal perturbé reçu avec densité de probabilité conditionnelle $p(y|x)$
 α probabilité d'erreur lorsque x_0 est émis; β probabilité d'erreur lorsque x_1 est émis; V seuil de décision

Le signal $x(t)$ ne peut prendre que deux valeurs, disons $x_0 = 0$ et $x_1 = A$, avec les probabilités respectives P_0 et P_1 . La densité de probabilité associée à $x(t)$ peut être exprimée à l'aide d'impulsions de Dirac³⁾:

$$p(x) = P_0 \delta(x) + P_1 \delta(x - A)$$

On suppose ici que le bruit $n(t)$ perturbant le système est gaussien et possède une valeur moyenne nulle et une puissance N . Sa densité de probabilité est alors donnée par la relation:

$$p(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \exp\left[-\frac{n^2}{2N}\right]$$

Dans le cas d'un bruit additif, le signal reçu $y(t)$ est égal à la somme du signal $x(t)$ et du bruit $n(t)$:

$$y(t) = x(t) + n(t)$$

Or, $x(t)$ et $n(t)$ sont en général des phénomènes statistiquement indépendants. Il est alors aisément de voir que si $x(t) = x_0 = 0$, $y(t) = n(t)$ et la densité de probabilité conditionnelle de la variable y , sachant que $x(t) = x_0 = 0$, est exprimée par la relation:

$$p(y|x_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \exp\left[-\frac{y^2}{2N}\right]$$

³⁾ L'impulsion delta de Dirac est définie par la relation intégrale:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) g(t) dt = g(t_0)$$

où $g(t)$ est une fonction arbitraire continue à $t = t_0$. Ainsi, on obtient les propriétés suivantes:

$$\delta(t - t_0) = 0 \text{ pour } t \neq t_0$$

$$\text{et } \int_{t_0-\varepsilon}^{t_0+\varepsilon} \delta(t - t_0) dt = 1$$

Par contre, si $x(t) = x_1 = A$, la densité de probabilité conditionnelle associé à y prend la forme:

$$p(y | x_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \exp\left[-\frac{(y-A)^2}{2N}\right]$$

Le mécanisme de détection compare à chaque instant de décision l'amplitude du signal reçu y à une valeur pré-déterminée V . Selon que y est supérieur ou inférieur à V , le récepteur affiche les valeurs y_1 ou y_0 (correspondant respectivement aux symboles d'émission x_1 et x_0). Ce faisant, il commet une erreur de détection chaque fois que y_1 est affiché alors que x_0 est émis, ou que y_0 est affiché lorsque x_1 est émis. Les probabilités d'apparition de ces erreurs sont dénotées par α et β et définies par les relations suivantes:

$$\begin{aligned} \alpha &= \int_V^\infty p(y | x_0) dy = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \int_V^\infty \exp\left[-\frac{y^2}{2N}\right] dy = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{V}{\sqrt{N}}}^\infty \exp\left[-\frac{u^2}{2}\right] du \\ \beta &= \int_{-\infty}^V p(y | x_1) dy = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \int_{-\infty}^V \exp\left[-\frac{(y-A)^2}{2N}\right] dy = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\frac{V-A}{\sqrt{N}}} \exp\left[-\frac{u^2}{2}\right] du \end{aligned}$$

Connaissant les trois paramètres N , V et A , les valeurs correspondantes de α et β peuvent être aisément trouvées dans une table numérique appropriée.

P_0 et P_1 étant les probabilités d'émission des symboles x_0 et x_1 , la probabilité d'erreur totale à la détection, représentant l'indice de performance du système, est exprimée par:

$$P_e = P_0 \alpha + P_1 \beta$$

Un problème classique d'optimisation en théorie des communications est la détermination de la valeur du seuil V qui minimise la probabilité d'erreur totale. On montre [5] que dans le cas de perturbations gaussiennes de puissance N , cette valeur optimum vaut:

$$V = \frac{A}{2} + \frac{N}{A} \ln \frac{P_0}{P_1}$$

b) Systèmes à modulation d'amplitude

Comme autre exemple, considérons un système analogique à modulation d'amplitude avec détection linéaire d'enveloppe. Supposons que le signal reçu $y(t)$ soit égal à la somme d'un signal porteur d'amplitude $A(t)$ et d'un bruit gaussien de puissance N . On peut montrer [6] que si A est une constante, l'enveloppe R du signal détecté possède une densité de probabilité conditionnelle de la forme:

$$p(R | A) = \frac{R}{N} \exp\left[-\frac{R^2 + A^2}{2N}\right] I_0\left(\frac{RA}{N}\right) \text{ avec } R \geq 0$$

où $I_0(x)$ est la fonction de Bessel modifiée d'ordre zéro.

L'indice de performance d'un tel système est usuellement défini comme le rapport signal — sur — bruit (puissance moyenne du signal non perturbé sur puissance moyenne du bruit seul) à la sortie du détecteur. Le calcul de ce rapport signal — sur — bruit fait intervenir des expressions mathématiques fort complexes. Aussi n'indiquerai-je ici que les résultats principaux.

Connaissant la densité de probabilité conditionnelle ci-dessus, on peut montrer [4] que le rapport signal — sur — bruit à la sortie du détecteur lorsque l'amplitude A du signal porteur est une constante (signal non modulé) est donné par l'expression:

$$\Gamma_0(A) = \frac{\left[{}_1F_1\left(-\frac{1}{2}, 1; -\frac{A^2}{2N}\right) - 1\right]^2}{\frac{4}{\pi} \left(1 + \frac{A^2}{2N}\right) - \left[{}_1F_1\left(-\frac{1}{2}, 1; -\frac{A^2}{2N}\right)\right]^2}$$

où ${}_1F_1(a, b; z)$ est la fonction hypergéométrique confluente⁴⁾ et $\frac{A^2}{2N} = \Gamma_{i0}$ représente le rapport signal — sur — bruit à l'entrée du détecteur en l'absence de modulation.

Dans le cas d'un faible rapport signal — sur — bruit à l'entrée, c'est-à-dire lorsque $\Gamma_{i0} < 1$, on a approximativement:

$${}_1F_1\left(-\frac{1}{2}, 1; -\Gamma_{i0}\right) \approx 1 + \frac{1}{2} \Gamma_{i0}$$

et le rapport signal — sur — bruit à la sortie devient:

$$\Gamma_0(A) \approx 0,916 \Gamma_{i0}^2$$

Ce résultat indique qu'une détection linéaire d'enveloppe n'est pas souhaitable lorsque le rapport signal — sur — bruit à l'entrée est faible.

Lorsque Γ_{i0} est supérieur à 10, l'approximation suivante est valable:

$${}_1F_1\left(-\frac{1}{2}, 1; -\Gamma_i\right) \approx 2 \sqrt{\frac{\Gamma_{i0}}{\pi}} \left(1 + \frac{1}{4 \Gamma_{i0}}\right)$$

On obtient alors le résultat classique:

$$\Gamma_0(A) = 2 \Gamma_{i0}$$

Un calcul complet du rapport signal — sur — bruit moyen dans le cas d'une porteuse modulée doit faire intervenir la densité de probabilité $p(A)$ associée au signal de modulation $A(t)$:

$$\bar{\Gamma}_0 = \int_{-\infty}^{\infty} \Gamma_0(A) p(A) dA$$

On réalise aisément que ce calcul peut être d'une complexité considérable. Toutefois, lorsque la condition $\Gamma_{i0} > 10$ est satisfaite pour tout A , $\Gamma_0(A) \approx 2 \Gamma_{i0} = \frac{A^2}{N}$ et l'on obtient le simple résultat:

$$\bar{\Gamma}_0 \approx \frac{A^2}{N} = \bar{\Gamma}_i$$

$\bar{\Gamma}_i$ représente le rapport signal — sur — bruit moyen à l'entrée du détecteur.

⁴⁾ La fonction hypergéométrique confluente est définie par la relation

$${}_1F_1(a, b; z) = 1 + \frac{a}{b} z + \frac{a(a+1)z^2}{b(b+1)2!} + \frac{a(a+1)(a+2)z^3}{b(b+1)(b+2)3!} + \dots$$

Dans le cas particulier traité:

$$a = -\frac{1}{2}, \quad b = 1 \text{ et } z = -\Gamma_{i0}, \quad \text{d'où:}$$

$${}_1F_1\left(-\frac{1}{2}, 1; -\Gamma_{i0}\right) = 1 + \frac{1}{2} \Gamma_{i0} - \frac{1}{16} \Gamma_{i0}^2 + \frac{1}{96} \Gamma_{i0}^3 - \dots$$

La fonction hypergéométrique ci-dessus peut également être mise sous la forme suivante:

$${}_1F_1\left(-\frac{1}{2}, 1; -\Gamma_{i0}\right) = 2 \sqrt{\frac{\Gamma_{i0}}{\pi}} \left(1 + \frac{1}{4 \Gamma_{i0}} + \frac{1}{32 \Gamma_{i0}^2} + \dots\right)$$

4. Détection de signaux fortement perturbés

Les exemples précédents montrent combien les performances d'un système de communications dépendent de la puissance N des perturbations rencontrées. Aussi est-il essentiel de rechercher les moyens permettant d'extraire une information utile d'un signal même fortement perturbé. Différentes méthodes sont envisageables dont certaines sont brièvement décrites ci-dessous.

a) Filtrage statistique⁵⁾

Cette méthode tire parti de l'indépendance statistique du signal utile et du bruit perturbateur. Si le signal est de nature périodique dans un certain intervalle de temps, il est possible d'additionner en phase m périodes du signal perturbé (fig. 4).

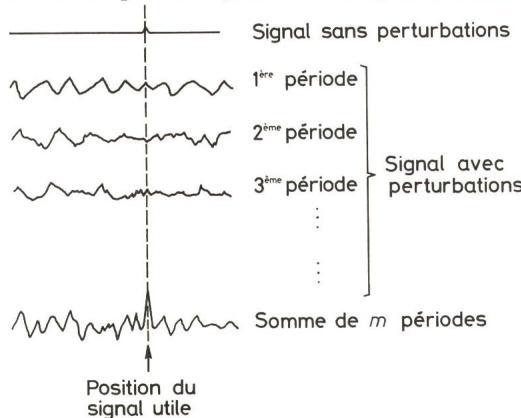


Fig. 4
Principe du filtrage statistique

L'amplitude du signal utile résultant est simplement égale à m fois l'amplitude du signal utile original. La puissance du signal utile est donc multiplié par m^2 . Le bruit, par contre, est différent à chaque période. C'est alors la puissance de la composante perturbatrice du signal résultant qui augmente proportionnellement à m .

Ainsi, le filtrage statistique permet d'améliorer le rapport signal — sur — bruit d'un facteur m environ.

Une telle méthode est utilisée avec succès en technique radar. Le prix payé est le délai plus ou moins long nécessaire avant de voir le signal ressortir du bruit de fond. C'est ainsi que pour la détection d'échos radar de planètes telles que Vénus par exemple, on peut avoir à patienter quelques heures avant d'identifier l'écho!

b) Détection par corrélation

La fonction d'autocorrélation $\varphi_x(\tau)$ d'un signal $x(t)$ est la transformée de Fourier inverse de son spectre de puissance. C'est une mesure de la similitude existante entre le signal considéré et le même signal décalé dans le temps d'une quantité τ :

$$\varphi_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) x(t + \tau) dt$$

Lorsque le signal $x(t)$ et le bruit perturbateur $n(t)$ sont statistiquement indépendants, la fonction d'autocorrélation du signal résultant $y(t) = x(t) + n(t)$ est égale à la somme des fonctions d'autocorrélation individuelles:

$$\varphi_y(\tau) = \varphi_x(\tau) + \varphi_n(\tau)$$

⁵⁾ Cette technique est également appelée technique d'intégration et en anglais «signal averaging».

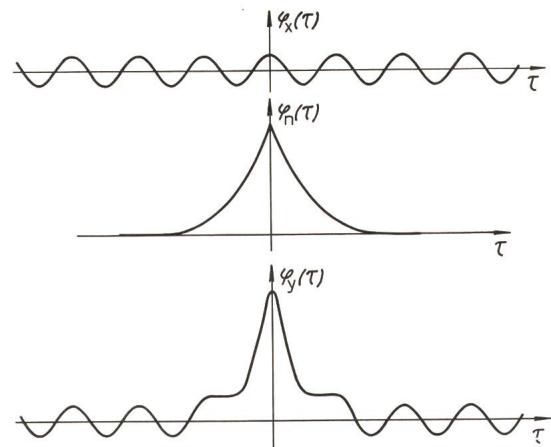


Fig. 5
Détection par autocorrélation
 $\varphi_x(\tau)$ fonction d'autocorrélation du signal utile
 $\varphi_n(\tau)$ fonction d'autocorrélation du bruit
 $\varphi_y(\tau)$ fonction d'autocorrélation du signal reçu

La détection d'un signal périodique est basée sur les propriétés suivantes (fig. 5):

a) un phénomène périodique possède une fonction d'autocorrelation périodique de même périodicité;

b) un bruit filtré et de valeur moyenne nulle possède une fonction d'autocorrélation non périodique et qui tend vers zéro lorsque τ tend vers l'infini. Ainsi l'observation pendant un temps suffisant de la fonction d'autocorrélation du signal perturbé reçu permet de détecter la présence ou l'absence d'une composante périodique et d'en mesurer la fréquence.

Il est à remarquer que cette méthode, à l'inverse de la précédente, n'exige pas une connaissance à priori de la période du signal à détecter. En raison de la durée d'observation non négligeable nécessaire, elle s'avère surtout particulièrement efficace pour la détection de composantes périodiques noyées dans un bruit préalablement enregistré.

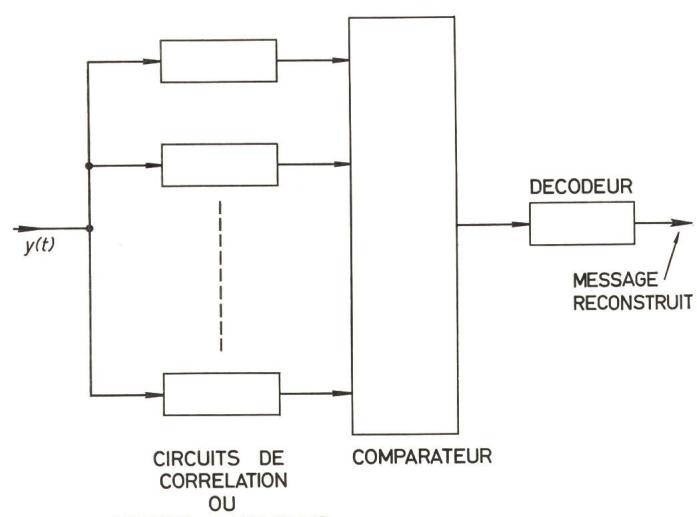


Fig. 6
Récepteur d'un système de communications digital à détection par corrélation

Une autre application de la corrélation se rencontre dans les systèmes de communications digitaux. À l'émetteur, l'information est encodée à partir d'un ensemble (alphabet) de m signaux primaires non corrélés. Le récepteur (fig. 6) détermine le degré de similitude (coefficient de corrélation) du signal

perturbé reçu $y(t)$ avec chacun des m signaux possibles grâce à un ensemble de m circuits de corrélation. Les sorties de ces circuits sont examinées par un comparateur dont le rôle est de décider, à chaque instant d'observation, quel est le signal primaire transmis. Cette identification est simplement obtenue en choisissant celui pour lequel le coefficient de corrélation est le plus élevé. Un décodeur permet enfin de reconstruire l'information originale.

On peut montrer [5] que le calcul de ces coefficients de corrélation peut être effectué par des filtres linéaires optimums, appelés filtres conjugués (matched filter), qui mémorisent dans leur structure l'image du signal à détecter. La fonction de transfert du filtre est déterminée de manière à maximiser le rapport entre la puissance instantanée du signal à l'instant d'observation et la puissance moyenne du bruit perturbateur.

Si $x(t)$ est le signal à détecter, $g(t)$ la réponse impulsuelle du filtre et t_0 l'instant d'observation, l'optimisation dans le cas d'un bruit blanc conduit à la relation :

$$g(t) = x(t_0 - t)$$

Cette expression indique que la réponse impulsuelle du filtre conjugué est une image renversée dans le temps et retardée de t_0 du signal à détecter.

Le concept de filtre conjugué est également utilisé avec succès en technique radar.

D'autres méthodes encore peuvent être envisagées pour améliorer, voire optimiser, l'opération de détection. Citons pour mémoire le filtre linéaire optimum de Wiener qui, tirant parti d'une connaissance à priori de la nature des signaux et des perturbations, minimise théoriquement l'erreur quadratique moyenne de détection d'un signal analogique. Un tel filtre est en général irréalisable pratiquement. Cependant, l'expérience montre qu'au voisinage de l'optimum l'erreur quadratique moyenne est peu sensible à des changements rationnels de structure.

Dans les systèmes digitaux, des techniques de codage évoluées [9] permettent également de combattre efficacement l'effet des perturbations. En particulier, l'introduction d'une redondance dans l'algorithme d'encodage permet de détecter, voire même de corriger automatiquement, la plupart des erreurs de transmission.

5. Conclusions

Quelques aspects théoriques de la détection de signaux perturbés ont été présentés succinctement. On a souligné en particulier l'importance d'une connaissance à priori de certaines caractéristiques statistiques et fréquentielles du signal émis et des perturbations rencontrées. Cette information est essentielle pour l'analyse théorique des performances d'un système de communications. Elle est également nécessaire aux opérations de synthèse de systèmes de détection optimisant un critère de qualité donné.

Bibliographie

- [1] B. McMillan and D. Slepian: Information theory. Proc. IRE 50(1962)5, p. 1151...1157.
- [2] W. W. Harman: Principles of the statistical theory of communication. New York, McGraw-Hill, 1963.
- [3] C. E. Shannon and W. Weaver: The mathematical theory of communication. Urbana, University of Illinois Press, 1949.
- [4] J. C. Hancock: An introduction to the principles of communication theory. New York, McGraw-Hill, 1961.
- [5] J. M. Wozencraft and I. M. Jakobs: Principles of communication engineering. New York, John Wiley, 1965.
- [6] P. Beckman: Probability in communication engineering. New York, Harcourt, Brace and World, 1967.
- [7] A. Papoulis: Probability, random variables and stochastic processes. New York, McGraw-Hill, 1965.
- [8] J. Stern, J. de Barbevrac et R. Poggi: Méthodes pratiques d'étude des fonctions aléatoires. Paris, Dunod, 1967.
- [9] R. G. Gallager: Information theory and reliable communication. New York, John Wiley, 1968.

Adresse de l'auteur:

Frédéric de Coulon, professeur-assistant, Chaire d'électronique de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 16, Chemin de Bellerive, 1007 Lausanne.

D'autres conférences faisant partie de la journée de la haute fréquence suivront.

Commission Internationale de Réglementation en vue de l'Approbation de l'Equipement Electrique (CEE)¹⁾

Tagung vom 21. April bis 1. Mai 1970 in Lissabon

Sitzung des Technischen Komitees 031, Allgemeine Anforderungen

Das Komitee behandelte in seiner 1½-tägigen Sitzung vorerst den Stand der Arbeiten der einzelnen Arbeitsgruppen. Dieser kann kurz wie folgt skizziert werden:

Prüfung der Widerstandsfähigkeit gegen Hitze und Feuer

Der Entwurf dieser Empfehlung wurde vom Redaktionskomitee bereinigt. Da einzelne Länder mit der Pyrokapsel-Prüfung und der Glühkontakt-Prüfung noch nicht genügend Erfahrung besitzen, sollen vorerst die Resultate der einzelnen Prüfanstalten abgewartet werden und an einer Sitzung der Arbeitsgruppe behandelt werden. Je nach Ergebnis soll hierauf die vorliegende Fassung der Plenarversammlung in Madrid mit einem entsprechenden Antrag vorgelegt werden.

Schraubenlose Klemmen

Von der im Entwurf vorliegenden Empfehlung für schraubenlose Klemmen wird von Belgien und England eine Vereinfachung gewünscht. Finnland schlägt vor, bei diesen Empfehlungen die Oberflächengüte, insbesondere den Einfluss der Korrosion, zu berücksichtigen. Das Dokument soll in Madrid wieder behandelt werden.

¹⁾ Siehe auch Bull. SEV 61(1970)11, S. 517...518.

Kriechstromfestigkeit

Auf dem Gebiet der Kriechstromfestigkeit wurde der Entwurf vom April 1969 diskutiert. Das Problem der Beurteilung der Kriechstromstrecke auf dem Material ist noch nicht vollständig abgeklärt, und die Arbeitsgruppe wird in einer im Juni stattfindenden Sitzung diesen Punkt bereinigen. Der neue Vorschlag soll an der Sitzung in Madrid behandelt werden.

Aufschriften des Materials

Die Arbeitsgruppe für die Aufschriften des Materials hat einen Entwurf ausgearbeitet, der an der nächsten Sitzung des TC 031 behandelt werden soll.

Als Hauptarbeit wurde an der Sitzung das Dokument CEE (031/WG 3-SEC)UK 136/69 über Flachsteckerverbindungen behandelt. Nebst einigen redaktionellen Änderungen wurde im Kapitel «Grundsätzliches» der schweizerische Vorschlag für die Einteilung der Steckverbindungen angenommen. Danach soll die Kennzeichnung der Grösse der Klemmverbindungen nicht mehr mit den Buchstaben A, B, C, D, sondern nach der Grösse der Kontaktzunge eingeführt werden. Eine längere Diskussion entstand über die maximal zulässige Temperatur, wobei von den Mitarbeitern die in dem Entwurf aufgeführt zulässigen Tempera-