

ANALYSE SPECTRALE CYCLIQUE ET ANALYSE TEMPS-FRÉQUENCE POUR L'IDENTIFICATION AUTOMATIQUE DE TRANSMISSIONS

P.Gournay, P. Nicolas

Thomson CSF - Division RGS
Service de Traitement du Signal - Code X45
66, rue du fossé blanc
92231 Gennevilliers CEDEX

RÉSUMÉ

Les signaux modulés utilisés en télécommunication sont cyclostationnaires, et il est possible de les distinguer par la forme de leur corrélation spectrale. Nous montrons que la fonction de corrélation spectrale d'un signal aléatoire cyclostationnaire n'est rien d'autre que l'ensemble des coefficients de Fourier de son spectre de Wigner-Ville. Nous en déduisons que l'analyse spectrale cyclique est préférable à n'importe quelle représentation temps-fréquence pour l'identification automatique de transmissions.

Introduction

Il existe deux méthodes pour identifier une transmission. La première consiste à déterminer les paramètres techniques de modulation et de codage de l'émission interceptée pour les comparer à ceux de transmissions connues et décrites dans une base de données. Comme l'analyse du codage s'effectue sur le signal démodulé, cette approche est inefficace dès lors que le rapport signal à bruit par symbole est faible ou que le procédé de transmission est plus élaboré qu'une simple modulation d'amplitude, de phase ou de fréquence. La seconde méthode consiste à appliquer au signal reçu une certaine transformation pour en extraire des paramètres arbitraires mais discriminants. La transmission est alors identifiée dans son ensemble sans qu'il soit jamais fait référence à la modulation ou au codage. Cette approche est potentiellement plus robuste puisqu'elle ne nécessite pas la démodulation du signal; sa mise en oeuvre nécessite toutefois le choix d'une transformation qui permette l'extraction de paramètres à la fois discriminants et exploitables de manière automatique.

L'analyse spectrale classique ne permet pas de distinguer tous les signaux modulés utilisés en télécommunication. Au cours des 20 dernières années, de nombreuses recherches ont porté sur l'analyse temps-fréquence des signaux non-stationnaires. Parallèlement, mais avec un impact médiatique bien moindre, H.L. Hurd [1] puis W.A. Gardner [2] ont étudié les propriétés

ABSTRACT

Modulated signals used in telecommunications are cyclostationary, and it is possible to discriminate them by the shape of their spectral correlation. It is shown that the spectral correlation function of a random cyclostationary signal is nothing but the set of Fourier coefficients of its Wigner-Ville spectrum, and therefore that cyclic spectral analysis is more advisable than any time-frequency representation for automatic identification of transmissions.

statistiques particulières des signaux cyclostationnaires. L'objectif de cet article est de montrer que l'analyse spectrale cyclique est préférable à n'importe quelle représentation temps-fréquence pour l'identification automatique de transmissions.

Le paragraphe I propose tout d'abord une définition de la cyclostationnarité basée sur le principe d'harmonisabilité de Loève. Le paragraphe II donne ensuite l'expression théorique du spectre de Wigner-Ville d'un signal aléatoire cyclostationnaire. Enfin, le paragraphe III met en évidence l'intérêt de l'analyse spectrale cyclique pour l'identification automatique de transmissions.

I. Cyclostationnarité et corrélation spectrale

La propriété de cyclostationnarité est définie dans un premier temps pour un signal aléatoire réel. Comme la plupart des récepteurs actuels comprennent un module de transposition en bande de base et délivrent l'enveloppe complexe du signal reçu, cette définition est ensuite étendue au cas des signaux aléatoires complexes.

I.1 Définition (signal réel)

Un signal aléatoire $x(t)$ réel, harmonisable au sens de Loève [3] :

$$x(t) = \int e^{2i\pi vt} dX(v) \text{ avec } dX(-v) = dX^*(v), \quad (1)$$



est cyclostationnaire à l'ordre deux lorsque son autocorrélation est une série de Fourier en t [1,4] :

$$r_x(t, \tau) = E[x(t+\tau/2)x(t-\tau/2)] = \sum_{\alpha \in A} R_x^\alpha(\tau) e^{2i\pi\alpha t} \quad (2)$$

L'ensemble A des fréquences cycliques α est le *spectre cyclique* de $x(t)$. L'ensemble des coefficients de Fourier

$$R_x^\alpha(\tau) = \lim_{L \rightarrow \infty} \frac{1}{L} \int_{-L/2}^{L/2} r_x(t, \tau) e^{-2i\pi\alpha t} dt \quad (3)$$

constitue une fonction à deux variables τ et α , à support discret en α , appelée *autocorrélation cyclique*.

La représentation harmonique (1) permet alors de montrer que les mesures spectrales $dX(v)$ et $dX(v')$ sont corrélées toutes les fois que la différence $v-v'$ prend ses valeurs dans A , ce qui s'exprime par la formule :

$$E[dX(v)dX^*(v')] = \sum_{\alpha \in A} \gamma_x^\alpha\left(\frac{v+v'}{2}\right) \delta(v-v'-\alpha) dv dv', \quad (4)$$

dans laquelle la *corrélation spectrale* $\gamma_x^\alpha(f)$ et l'autocorrélation cyclique $R_x^\alpha(\tau)$ forment une paire de Fourier (relation de Wiener cyclique). La fonction $\gamma_x^\alpha(f)$ représente la corrélation entre les mesures spectrales en $f+\alpha/2$ et $f-\alpha/2$. En $\alpha=0$, elle est la densité spectrale de puissance (DSP) du signal. Contrairement à la DSP, la corrélation spectrale d'un signal réel est généralement complexe; elle est symétrique en f et symétrique hermitienne en α .

I.2 Définition (signal complexe)

Un signal aléatoire complexe $s(t)$ n'est pas nécessairement circulaire. Il est cyclostationnaire à l'ordre 2 lorsque ses deux moments d'ordre 2

$$r_{1s}(t, \tau) = E[s(t+\tau/2)s^*(t-\tau/2)] \quad (5)$$

et

$$r_{2s}(t, \tau) = E[s(t+\tau/2)s(t-\tau/2)] \quad (6)$$

sont des séries de Fourier en t , ou encore lorsque ses mesures spectrales sont corrélées selon leurs deux moments :

$$E[dS(v)dS^*(v')] = \sum_{\alpha \in A_1} \gamma_{1s}^\alpha\left(\frac{v+v'}{2}\right) \delta(v-v'-\alpha) dv dv' \quad (7)$$

et

$$E[dS(v)dS(v')] = \sum_{\alpha \in A_2} \gamma_{2s}^\alpha\left(\frac{v-v'}{2}\right) \delta(v+v'-\alpha) dv dv'. \quad (8)$$

La fonction $\gamma_{1s}^\alpha(f)$ représente la corrélation selon le premier moment d'ordre 2 des composantes spectrales de $s(t)$ en $f+\alpha/2$ et $f-\alpha/2$; elle est symétrique hermitienne en α . La fonction $\gamma_{2s}^\alpha(f)$ représente la corrélation selon le second moment d'ordre 2 des composantes spectrales de $s(t)$ en $f+\alpha/2$ et $\alpha/2-f$; elle est symétrique en f . Lorsque $s(t)$ est réel, ses composantes spectrales sont symétriques hermitiennes et ces deux fonctions sont égales.

I.3 Signal sur porteuse et enveloppe complexe

Soit $x(t)$ le signal réel sur porteuse défini par

$$x(t) = \text{Re}\left[s(t)e^{2i\pi F_0 t}\right], \quad (9)$$

et dont l'enveloppe complexe $s(t)$ est cyclostationnaire. Les mesures spectrales de $x(t)$ sont liées à celles de $s(t)$ par la relation $dX(v) = [dS(v-F_0) + dS^*(-v-F_0)]/2$. Le calcul de la quantité $E[dX(f+\alpha/2)dX^*(f-\alpha/2)]$ fait apparaître les deux moments d'ordre 2 des mesures spectrales de $s(t)$ et permet d'écrire :

$$\gamma_x^\alpha(f) = \frac{1}{4} \left[\gamma_{1s}^\alpha(f-F_0) + \gamma_{1s}^\alpha(-f-F_0) + \gamma_{2s}^{\alpha-2F_0}(f) + \gamma_{2s}^{-\alpha-2F_0}(f) \right]^* \quad (10)$$

Ainsi, la corrélation spectrale d'un signal réel sur porteuse s'obtient en dupliquant les corrélations spectrales selon les premier et second moments de son enveloppe complexe, et en les transposant respectivement autour des points $(f, \alpha) = (\pm F_0, 0)$ et $(f, \alpha) = (0, \pm 2F_0)$.

II. Spectre de Wigner-Ville d'un signal cyclostationnaire

Le spectre de Wigner-Ville d'un signal aléatoire est par définition la transformée de Fourier en τ de sa fonction d'autocorrélation [5]:

$$W_s(t, f) = \int r_{1s}(t, \tau) e^{-2i\pi f \tau} d\tau. \quad (11)$$

Lorsque $x(t)$ est cyclostationnaire, on a

$$r_{1s}(t, \tau) = \sum_{\alpha \in A_1} R_{1s}^\alpha(\tau) e^{2i\pi\alpha t}, \quad (12)$$

et par conséquent

$$W_s(t, f) = \sum_{\alpha \in A_1} \gamma_{1s}^\alpha(f) e^{2i\pi\alpha t}. \quad (13)$$

La fonction de corrélation spectrale d'un signal aléatoire cyclostationnaire n'est donc rien d'autre que l'ensemble des coefficients de Fourier de son spectre de Wigner-Ville.

III. Application à l'identification automatique de transmissions

Dans la pratique, la corrélation spectrale théorique et le spectre de Wigner-Ville de l'émission à identifier ne sont pas accessibles. On dispose par contre de l'analyse spectrale cyclique [6] qui délivre une estimée de la corrélation spectrale, et de diverses représentations temps-fréquence [7] qui sont des estimées du spectre de Wigner-Ville. La relation (1) ne se généralise pas aux estimateurs¹; elle permet cependant de mettre en évidence l'intérêt de l'analyse spectrale cyclique par rapport à l'analyse temps-fréquence pour l'identification automatique de transmission.

¹La référence [8] montre toutefois que la transformée de Fourier le long de l'axe temporel d'une pseudo-distribution de Wigner-Ville constitue une estimée de la corrélation spectrale.

III.1 Discussion

L'analyse temps-fréquence permet de visualiser l'évolution temporelle du spectre d'un signal, afin par exemple d'analyser une transmission complexe à plusieurs sous-porteuses. L'interprétation visuelle d'une représentation temps-fréquence est généralement facile lorsque le rapport signal à bruit est important. Son exploitation par un système d'identification automatique s'avère plus difficile pour deux raisons: d'une part parce que l'évolution temporelle du spectre du signal reçu est autant caractéristique du message transmis que du procédé de transmission; d'autre part parce que les traits caractéristiques de la transmission sont rapidement masqués par le bruit de fond lorsque le niveau de bruit augmente.

Les signaux modulés utilisés dans les activités de télécommunication sont cyclostationnaires, et il est possible de les distinguer par la forme de leur corrélation spectrale [9]. Contrairement à l'analyse temps-fréquence, l'analyse spectrale cyclique délivre une information indépendante du temps, donc du message transmis. Le spectre cyclique, qui est facile à détecter de manière automatique, est à lui seul souvent discriminant. Enfin, l'analyse spectrale cyclique permet de travailler à un rapport signal à bruit aussi faible qu'on le désire: il suffit en effet d'augmenter la durée d'intégration de l'estimée de la corrélation spectrale pour s'affranchir d'un bruit stationnaire, ou encore pour séparer des émissions qui possèdent des spectres cycliques disjoints².

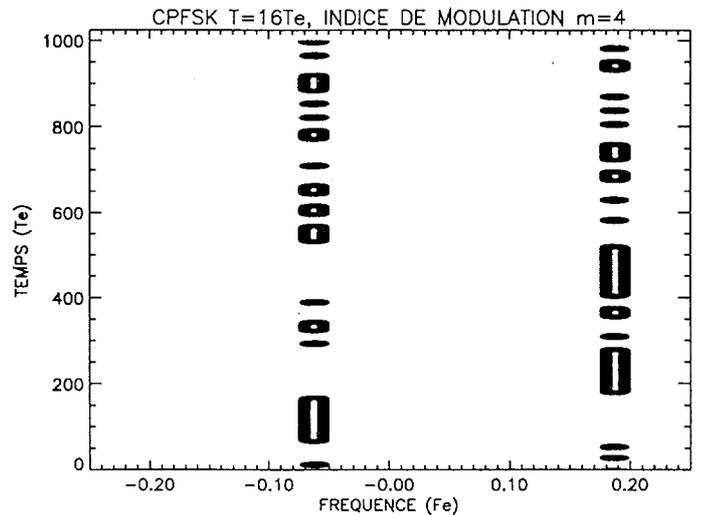
III.2 Exemple

Pour illustrer la discussion, considérons l'enveloppe complexe d'un signal CPFSK de durée symbole $T=16T_e$ et d'indice de modulation $M=2f_dT=4$ (annexe 1). Ce signal est modulé complexe à la fréquence $0.0625F_e$ afin de simuler un décalage entre la fréquence centrale de l'acquisition et la porteuse de l'émission. Ainsi, les deux tonalités de l'émission se situent aux fréquences $-0.0625F_e$ et $0.1875F_e$.

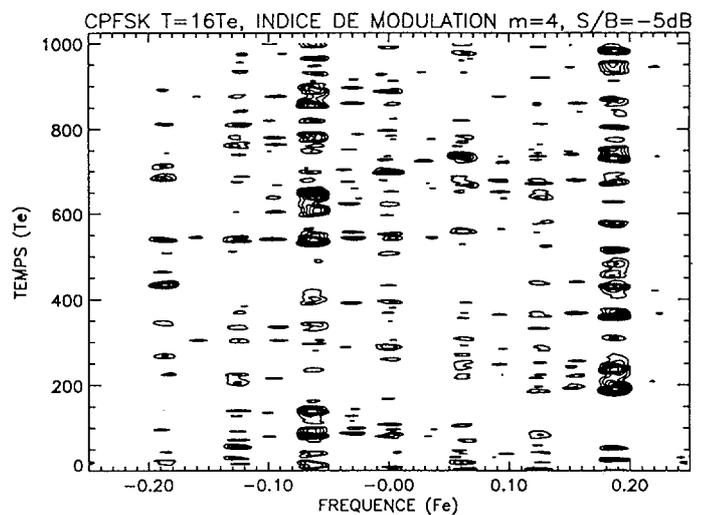
Deux pseudo-distributions de Wigner-Ville lissées sont représentées en courbes de niveaux sur la figure 1. La première correspond au signal non bruité: les deux tonalités de l'émission sont visibles, et l'évolution de la tonalité active donne le message binaire transmis. La seconde correspond à un rapport signal à bruit égal à -5dB : les caractéristiques de l'émission sont masquées par le bruit de fond, parce que l'énergie du bruit blanc et stationnaire est uniformément répartie dans le plan temps-fréquence.

²On rappelle que, comme en estimation spectrale classique, la variance d'une estimée de la corrélation spectrale par moyennage temporel d'un périodogramme cyclique est inversement proportionnelle au produit BT de la bande passante du filtre sélectif par la durée d'intégration [2]

On met en évidence le spectre cyclique du signal en traçant la moyenne des modules de sa corrélation spectrale en fonction de la fréquence cyclique. La figure 2 représente deux projections calculées sur 4096 échantillons de signal. La première correspond au signal non bruité: l'écart entre les deux tonalités est donné par deux raies aux indices ± 0.25 ; la vitesse de modulation apparaît sous la forme d'une succession de raies aux multiples du rythme symbole; ces fréquences cycliques peuvent être mesurées avec une très grande précision. Ailleurs, la projection n'est pas nulle à cause du bruit d'estimation sur une durée finie. Pour cette émission, les deux moments sont similaires à un décalage près égal au double de la porteuse. La seconde projection correspond à un rapport signal à bruit égal à -5dB : l'énergie du bruit stationnaire est concentrée sur le premier moment en $\alpha=0$, mais les fréquences cycliques égales aux multiples du rythme symbole sont masquées par le bruit d'estimation. Une estimation sur 16384 échantillons permet à nouveau de mesurer le rythme symbole (figure 3).



(a)



(b)

Figure 1: Pseudo-distribution de Wigner-Ville lissée Signal CPFSK non bruité (a) et S/B égal à -5dB (b)



Conclusion

La dépendance à l'information transmise et la sensibilité au bruit de fond ont posé de nombreux problèmes à tous ceux qui ont tenté d'élaborer des règles d'identification automatiques à partir d'une représentation temps-fréquence. Nous avons montré que l'évolution temporelle du spectre d'un signal cyclostationnaire est plus avantageusement représentée par sa corrélation spectrale que par n'importe quelle représentation temps-fréquence. L'analyse temps-fréquence est donc un bon outil de visualisation, mais l'analyse spectrale cyclique lui est préférable lorsqu'on veut faire de l'identification automatique de transmissions.

Annexe 1 : Modulation de fréquence numérique à phase continue (CPFSK)

L'enveloppe complexe d'un signal CPFSK possède l'expression

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{2i\pi f_d a_n(t-nT) + 2i\pi f_d T \sum_{m=-\infty}^{n-1} a_m} q(t-nT), \quad (14)$$

dans laquelle a_n est une suite de symboles binaires ± 1 indépendants et identiquement distribués (séquence I.I.D), f_d est la déviation en fréquence autour de la fréquence centrale, T est la durée symbole, et $q(t)$ est une impulsion rectangulaire de durée T .

Références

- [1] H.L. Hurd, "An investigation of periodically correlated processes", Ph.D. Dissertation, Duke University 1970
- [2] W.A. Gardner, "Statistical spectral analysis, a nonprobabilistic theory", Prentice Hall 1988
- [3] M. Loève, "Probability theory", D. Van Nostrand 1955
- [4] H. Ogura, "Spectral representation of a periodic nonstationary random process", IEEE trans. Information Theory, vol. 17 n. 2, Mars 1971
- [5] P. Flandrin, "Représentations temps-fréquence des signaux non-stationnaires", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble 1987
- [6] W.A. Brown, H.H. Loomis Jr, "Digital implementation of spectral correlation analysers", IEEE trans. Signal Processing, vol. 41 n. 2, Février 1993
- [7] F. Hlawatsch, G.F. Boudreaux-Bartels, "Linear and quadratic time-frequency signal representations", IEEE S.P. Magazine, Avril 1992
- [8] J.E. Wilbur, R.J. McDonald, "Nonlinear analysis of cyclically correlated spectral spreading in modulated signals", J. Acoust. Soc. Amer., Juillet 1992
- [9] W.A. Gardner, W.A. Brown, C-K. Chen, "Spectral correlation of modulated signals: Part I : Analog modulations; Part II : Digital modulations", IEEE trans. Communications, vol. 35 n. 6, Juin 1987

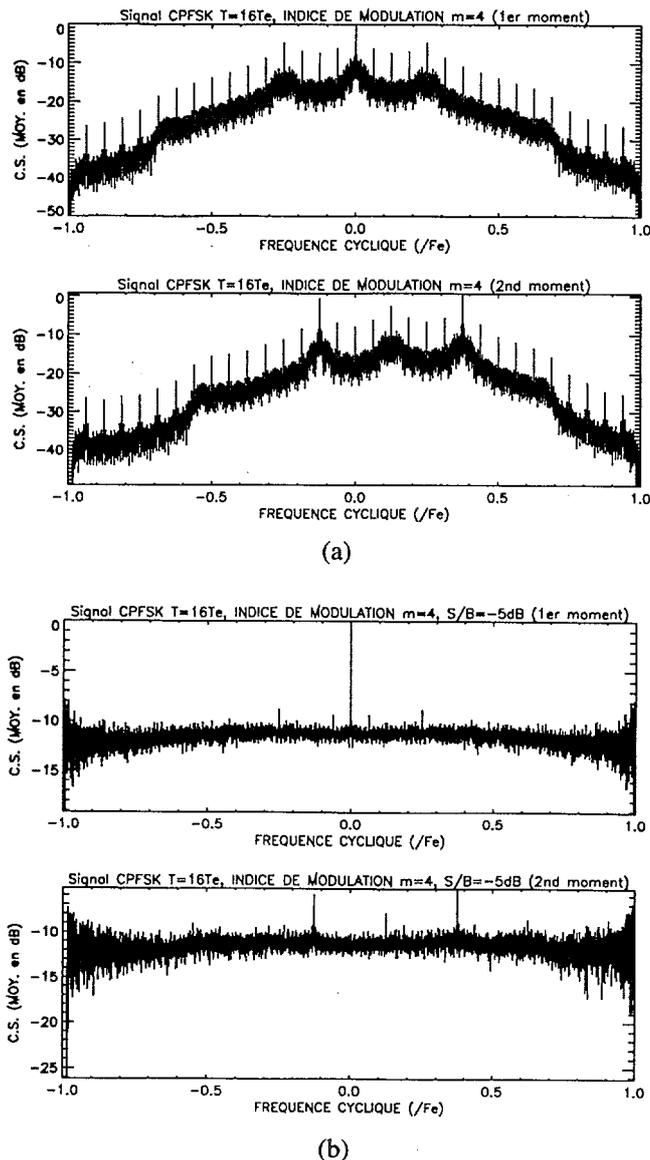


Figure 2: Corrélation spectrale projetée (4096 échantillons)
Signal CPFSK non bruité (a) et S/B égal à -5dB (b)

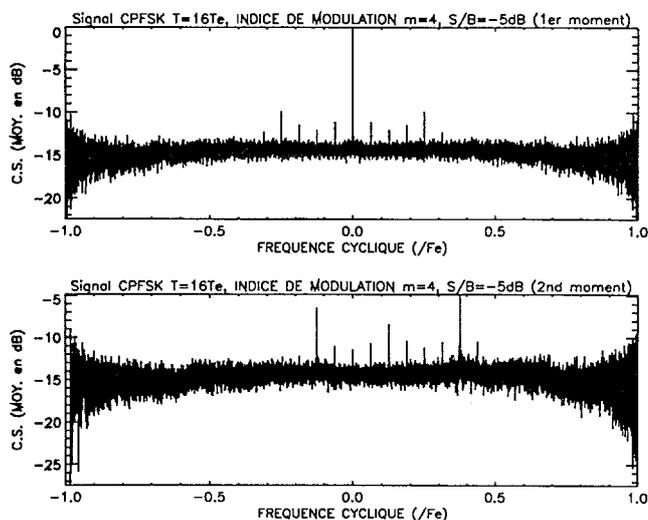


Figure 3: Corrélation spectrale projetée (16384 échantillons)
Rapport signal à bruit égal à -5dB