

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION
EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(19) Organisation Mondiale de la Propriété
Intellectuelle
Bureau international



(43) Date de la publication internationale
22 janvier 2009 (22.01.2009)

PCT

(10) Numéro de publication internationale
WO 2009/010564 A2

(51) Classification internationale des brevets :
H04L 27/00 (2006.01)

(21) Numéro de la demande internationale :
PCT/EP2008/059397

(22) Date de dépôt international : 17 juillet 2008 (17.07.2008)

(25) Langue de dépôt : français

(26) Langue de publication : français

(30) Données relatives à la priorité :
07/56530 17 juillet 2007 (17.07.2007) FR

(71) Déposant (pour tous les États désignés sauf US) : **COM-MISSARIAT A L'ÉNERGIE ATOMIQUE** [FR/FR]; 25, rue Leblanc, Bâtiment "Le Ponant D", F-75015 Paris (FR).

(72) Inventeur; et

(75) Inventeur/Déposant (pour US seulement) : **JALLON, Pierre** [FR/FR]; 43, boulevard Vallier, F-38100 Grenoble (FR).

(74) Mandataire : **ILGART, Jean-Christophe**; Brevaux, 3, rue du Docteur Lancereaux, F-75008 Paris (FR).

(81) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre de protection nationale disponible) : AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TJ,

[Suite sur la page suivante]

(54) Title: METHOD OF DETECTING CYCLO-STATIONARY SIGNALS

(54) Titre : MÉTHODE DE DÉTECTION DE SIGNAUX CYCLOSTATIONNAIRES

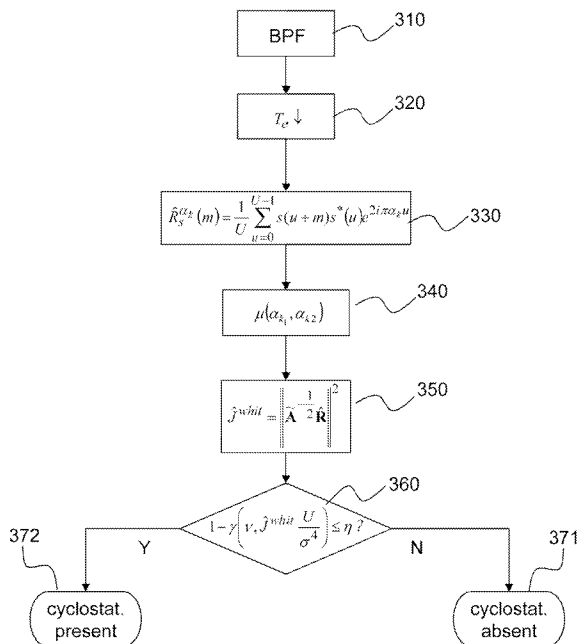


Fig. 3

$$1 - \gamma\left(v, \frac{U}{\sigma^4} j\right) \quad (I)$$

(57) Abstract: The present invention relates to a method of detecting a cyclo-stationary signal in a signal to be analysed, received from a sender by a receiver or read from a storage medium by a reading device. According to this method, the value of a discrimination function $J s'$ is estimated, expressing as a quadratic form cyclic correlation coefficients of the signal to be analysed for a set (I^*_M) of non-zero time offsets and a set (I_K) of cyclic frequencies, and the value (formula (I)) is compared to a bad detection level η to determine whether said cyclo-stationary signal is present in the signal to be analysed, where $\gamma(v, x)$ is the normalized incomplete lower gamma function, V is the product of the cardinal (M) of said set of non-zero time offsets and of the cardinal (K) of said set of cyclic frequencies, U is the width of the self-correlation window over which are calculated the cyclic correlation coefficients, and σ^4 is the square of the noise variance. Key for Draw: BPF Band Pass Filter

(57) Abrégé: La présente invention concerne une méthode de détection d'un signal cyclostationnaire dans un signal à analyser, reçu d'un émetteur par un récepteur ou lu d'un support d'enregistrement par un dispositif de lecture. Selon cette méthode, on estime la valeur d'une fonction de discrimination $J s'$ exprimant comme une forme quadratique des coefficients de corrélation cyclique du signal à analyser pour un ensemble (I^*_M) de décalages temporels non nuls et un ensemble (I_K) de fréquences cycliques, et l'on compare la valeur (Formule (I)) à un taux de mauvaise détection η pour déterminer si ledit signal cyclostationnaire est

[Suite sur la page suivante]

WO 2009/010564 A2



TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

(84) **États désignés** (*sauf indication contraire, pour tout titre de protection régionale disponible*) : ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasién (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), européen (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI,

Publiée :

— *sans rapport de recherche internationale, sera republiée dès réception de ce rapport*

MÉTHODE DE DÉTECTION DE SIGNAUX CYCLOSTATIONNAIRES**DESCRIPTION****DOMAINE TECHNIQUE**

5 La présente invention concerne la détection de signaux cyclostationnaires. Elle trouve application dans les domaines aussi variés que celui des systèmes radio opportunistes, celui du traitement d'antennes ou du tatouage radio.

10 **ÉTAT DE LA TECHNIQUE ANTÉRIEURE**

 L'encombrement de plus en plus important du spectre a conduit à envisager des systèmes de télécommunication capables de coexister avec les systèmes à bandes de fréquence déjà allouées, dits primaires. Deux
15 stratégies de coexistence font actuellement l'objet d'importantes recherches. La première consiste à utiliser un niveau de signal très faible grâce à un très fort étalement de spectre, c'est la voie suivie par les systèmes ultra-large bande encore dénommés UWB
20 (*Ultra Wide Band*). La seconde consiste à utiliser de manière opportuniste une partie du spectre ponctuellement ou temporairement inoccupée, c'est la voie dite de radio opportuniste (ou *Cognitive Radio*). On trouvera une description de la radio opportuniste
25 dans la thèse fondatrice de J. Mitola intitulée « Cognitive radio : an integrated agent architecture for software defined radio », Royal Institute of Technology, Stockholm, PhD Dissertation, 8 Mai 2000.

 Avant de pouvoir émettre dans une bande donnée, il
30 est nécessaire qu'un émetteur puisse déterminer si un

signal radio, notamment un signal TDMA (*Time Division Multiple Access*) comme un signal GSM, ou un signal étalé spectralement de type CDMA (*Code Division Multiple Access*) ou encore un signal OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) est présent dans cette
5 bande. Etant donné que le signal étalé peut être noyé dans le bruit, un simple détecteur de puissance ne permet pas d'obtenir cette information de manière fiable.

10 De manière générale, on distingue les méthodes de détection à l'aveugle pour lesquelles on ne dispose d'aucune information *a priori* sur le signal dont on veut détecter la présence et les méthodes d'estimation de type semi-aveugle pour lesquelles on connaît
15 certains paramètres du signal à détecter.

Une méthode de détection semi-aveugle de la présence d'un signal TDMA, CDMA ou OFDM à partir d'un critère de cyclostationnarité a été décrite dans l'article de M. Öner et al. intitulé
20 « Cyclostationnarity based air interface recognition for software radio systems » publié dans Proc. of 15th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Sept. 2004, pp. 1947-1951. Plus précisément, cette méthode permet de tester à
25 partir de la fonction d'autocorrélation du signal reçu si ce dernier présente une fréquence cyclique caractéristique d'une interface radio prédéterminée.

Cette méthode ne fonctionne cependant pas dans un contexte aveugle. En outre, même dans un contexte semi-
30 aveugle, lorsque le signal à détecter peut prendre différentes valeurs de paramètres de transmission, par

exemple un signal CDMA pouvant avoir différents facteurs d'étalement spectral, cette méthode ne permet pas d'obtenir un taux de fausse alarme ou CFAR (*Constant False Alarm Rate*) prédéterminé.

5 La détection de signaux cyclostationnaires est utilisée dans des domaines très variés, par exemple celui du tatouage radio. Le tatouage est un signal de très faible puissance que l'on insère dans un signal audio pour y introduire des données cachées, aux fins
10 notamment de traquer les copies illicites. L'article de L. de C.T. Gomes et al. intitulé « Tatouage audio exploitant des propriétés de cyclostationnarité » publié dans la revue *Traitement du Signal*, 2001, Vo. 19, N° 1, pp. 1-9, propose un signal de tatouage
15 cyclostationnaire codant des données cachées à l'aide d'une pluralité de fréquences cycliques. La détection publique du tatouage audio est réalisée au moyen d'une détection desdites fréquences cycliques dans le signal audio. Toutefois, cette méthode de détection ne permet
20 pas de déterminer, pour une grande variété de signaux audio, si un tatouage radio est présent avec un taux de fausse alarme prédéterminée.

 Le but de la présente invention est de proposer une méthode robuste permettant de déterminer avec un degré
25 de fiabilité prédéterminé, dans un contexte aveugle ou semi-aveugle, si un signal cyclostationnaire est présent dans un signal reçu ou lu, ce pour des conditions de faible rapport signal à bruit.

EXPOSÉ DE L'INVENTION

La présente invention est définie, selon un premier mode de réalisation, par une méthode de détection d'un signal cyclostationnaire dans un signal à analyser, reçu d'un émetteur par un récepteur ou lu d'un support d'enregistrement par un dispositif de lecture, dans laquelle on estime la valeur d'une fonction de discrimination J s'exprimant comme une forme quadratique des coefficients de corrélation cyclique du signal à analyser pour un ensemble de décalages temporels non nuls et un ensemble de fréquences cycliques, puis l'on compare la valeur $1 - \gamma\left(v, \frac{U}{\sigma^4} J\right)$ à un taux de mauvaise détection η pour déterminer si ledit signal cyclostationnaire est présent dans le signal à analyser, où $\gamma(v, x)$ est la fonction gamma inférieure incomplète normalisée, v est le produit du cardinal dudit ensemble de décalages temporels non nuls et du cardinal dudit ensemble de fréquences cycliques, U est la largeur de la fenêtre d'autocorrélation sur laquelle sont calculés les coefficients de corrélation cyclique, et σ^4 est le carré de la variance du bruit.

Selon une variante, ledit ensemble de fréquences cycliques se réduit à la fréquence nulle et la valeur de la fonction de discrimination est calculée par :

$$J = \sum_{m \in I_M^*} |R_s^0(m)|^2$$

où $R_s^0(m)$ est la valeur de la fonction d'autocorrélation du signal à analyser pour un décalage temporel non nul $m \in I_M^*$, et I_M^* étant ledit ensemble de décalages temporels non nuls. Avantageusement, la valeur de la fonction d'autocorrélation pourra être estimée à partir des échantillons $s(u)$ du signal à analyser par :

$$\hat{R}_s^0(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s(u+m)s^*(u)$$

où U est la largeur de la fenêtre d'autocorrélation et m est un décalage temporel exprimé en nombre de périodes d'échantillonnage.

Selon une seconde variante, la fonction de discrimination est calculée par :

$$J = \left\| \tilde{\mathbf{A}}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{R} \right\|^2$$

où $\mathbf{R}$ est le vecteur de taille $\mathbf{v}$ constitué des coefficients de corrélation cyclique $R_s^{\alpha_k}(m)$ pour lesdits décalages temporels non nuls et lesdites fréquences cycliques, et $\tilde{\mathbf{A}}$ est une matrice proportionnelle à la matrice de corrélation de ces coefficients.

Selon une troisième variante, la fonction de discrimination pourra être calculée par :

$$J = \sum_{m \in I_M^*} \sum_{\alpha_k \in I_K} \left| R_s^{\alpha_k}(m) \right|^2$$

où $R_s^{\alpha_k}(m)$, $m \in I_M^*$ sont les coefficients de corrélation cyclique, I_M^* est ledit ensemble de décalages temporels non nuls et I_K est ledit ensemble de fréquences cycliques. Avantageusement, les coefficients de corrélation cyclique pourront être estimés à partir des échantillons $s(u)$ du signal à analyser par :

$$\hat{R}_s^{\alpha_k}(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s(u+m) s^*(u) e^{2i\pi\alpha_k u}$$

10

où α_k est une fréquence cyclique appartenant à I_K et m est un décalage temporel, exprimé en nombre de périodes d'échantillonnage.

L'invention est également définie, selon un second mode de réalisation, par une méthode de détection d'un signal cyclostationnaire dans une pluralité Q de signaux à analyser, reçus d'un émetteur par une pluralité de récepteurs ou lus d'un support d'enregistrement par une pluralité de dispositifs de lecture, dans laquelle, pour chacun desdits signaux à analyser, on estime la valeur d'une fonction de discrimination J_q s'exprimant comme une forme quadratique des coefficients de corrélation cyclique de ce signal pour un ensemble de décalages temporels non nuls et un ensemble de fréquences cycliques, et l'on

25

compare la valeur $1 - \gamma \left(\sum_{q=1}^Q v_q, \sum_{q=1}^Q \frac{U_q}{\sigma_q^4} J_q \right)$ à un taux de mauvaise détection η pour déterminer si ledit signal

cyclostationnaire est présent dans lesdits signaux à analyser, où $\gamma(v,x)$ est la fonction gamma inférieure incomplète normalisée, v_q est le produit du cardinal dudit ensemble de décalages temporels non nuls et du
 5 cardinal dudit ensemble de fréquences cycliques pour le signal à analyser $s_q(t)$, U_q est la largeur de la fenêtre d'autocorrélation sur laquelle sont calculés les coefficients de corrélation cyclique et σ_q^4 est le carré de la variance du bruit, relatifs au signal à analyser.

10 Selon une première variante, pour chacun desdits signaux à analyser, ledit ensemble de fréquences cycliques se réduit à la fréquence nulle et la valeur de la fonction de discrimination est calculée, pour ce signal, par :

15

$$J_q = \sum_{m \in I_{M_q}^*} \left| R_{s_q}^0(m) \right|^2$$

où $R_{s_q}^0(m)$ est la valeur de la fonction d'autocorrélation du signal à analyser $s_q(t)$, pour un décalage temporel non
 20 nul $m \in I_{M_q}^*$, $I_{M_q}^*$ étant ledit ensemble de décalages temporels non nuls pour ce signal. Avantageusement, pour chacun desdits signaux à analyser, ladite valeur de la fonction d'autocorrélation pourra être estimée à partir des échantillons $s(u)$ de ce signal par :

25

$$\hat{R}_{s_q}^0(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s_q(u+m) s_q^*(u)$$

où U est la largeur de la fenêtre d'autocorrélation et m est un décalage temporel exprimé en nombre de périodes d'échantillonnage.

Selon une seconde variante, pour chaque
5 signal $s_q(t)$ à analyser, la fonction de discrimination est calculée par :

$$J_q = \left\| \tilde{\mathbf{A}}_q^{-1} \mathbf{R}_q \right\|^2$$

10 où $\mathbf{R}_q$ est le vecteur de taille $\mathbf{v}_q$ constitué des coefficients de corrélation cyclique $R_{s_q}^{\alpha_k}(m)$ pour lesdits décalages temporels non nuls et lesdites fréquences cycliques, et $\tilde{\mathbf{A}}_q$ est une matrice proportionnelle à la matrice de corrélation de ces coefficients.

15 Selon une troisième variante, pour chaque signal $s_q(t)$ à analyser, la fonction de discrimination est calculée par :

$$J_q = \sum_{m \in I_{M_q}^*} \sum_{\alpha_k \in I_{K_q}} \left| R_{s_q}^{\alpha_k}(m) \right|^2$$

20

où $R_{s_q}^{\alpha_k}(m)$, $m \in I_{M_q}^*$ sont les coefficients de corrélation cyclique du signal $s_q(t)$, $I_{M_q}^*$ est ledit ensemble de décalages temporels non nuls et I_{K_q} est ledit ensemble de fréquences cycliques relatifs à ce signal.

25 Avantageusement, pour chaque signal $s_q(t)$ à analyser, les

coefficients de corrélation cyclique pourront être estimés à partir des échantillons $s_q(u)$ de ce signal par :

$$\hat{R}_s^{\alpha_k}(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s(u+m) s^*(u) e^{2i\pi\alpha_k u}$$

où α_k est une fréquence cyclique appartenant à I_K et m est un décalage temporel, exprimé en nombre de périodes d'échantillonnage.

BREVE DESCRIPTION DES DESSINS

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture d'un mode de réalisation préférentiel de l'invention fait en référence aux figures jointes parmi lesquelles :

La Fig. 1 représente un organigramme de la méthode de détection d'un signal cyclostationnaire, selon un premier mode de réalisation de l'invention ;

La Fig. 2 représente un organigramme de la méthode de détection d'un signal cyclostationnaire, selon un second mode de réalisation de l'invention ;

La Fig. 3 représente un organigramme de la méthode de détection d'un signal cyclostationnaire, selon un troisième mode de réalisation de l'invention ;

La Fig. 4 représente un organigramme de la méthode de détection d'un signal cyclostationnaire, selon un quatrième mode de réalisation de l'invention.

EXPOSÉ DÉTAILLÉ DE MODES DE RÉALISATION PARTICULIERS

Nous considèrerons dans la suite le cas d'un signal cyclostationnaire noyé dans du bruit. Nous désignerons ici par signal cyclostationnaire (au sens large) un
 5 signal susceptible d'être représenté par une fonction aléatoire $s(t)$ telle que sa fonction d'autocorrélation définie par :

$$R_s(t, \tau) = E\{s(t)s^*(t-\tau)\} \quad (1)$$

10

où $E\{\cdot\}$ désigne l'espérance mathématique et est une fonction périodique. Dans ce cas, la fonction d'autocorrélation peut être développée en série de Fourier :

15

$$R_s(t, \tau) = \sum_k R_s^{\tilde{\alpha}_k}(\tau) e^{2i\pi\tilde{\alpha}_k t} \quad (2)$$

où les coefficients complexes $R_s^{\tilde{\alpha}_k}(\tau)$ sont appelés coefficients de corrélation cyclique et les valeurs
 20 réelles $\tilde{\alpha}_k$ sont appelées fréquences cycliques du signal.

Si l'on se place dans le cas d'un signal cyclostationnaire à temps discret, l'expression (2) devient :

25

$$R_s(n, m) = \sum_k R_s^{\alpha_k}(m) e^{2i\pi\alpha_k n} \quad (3)$$

où $t = nT_e$, $\tau = mT_e$ et $\tilde{\alpha}_k = \frac{\alpha_k}{T_e}$ où T_e est la période d'échantillonnage. Dans la suite, nous nous référerons indifféremment à l'une ou l'autre formulation sans perte de généralité.

5 Nous considérons dans la suite un signal à analyser, reçu d'un émetteur par un ou plusieurs récepteurs, ou bien un signal lu d'un support d'enregistrement, par un ou plusieurs dispositifs de lecture.

10 La méthode de détection selon l'invention permet de déterminer avec un degré de fiabilité donné, c'est-à-dire, de manière équivalente, avec un taux de mauvaise détection donnée, si un signal cyclostationnaire est présent dans le signal à
15 analyser.

Nous supposerons dans la suite que le signal cyclostationnaire est noyé dans un bruit blanc gaussien centré, avec un rapport signal à bruit très faible, autrement dit très négatif lorsqu'il est exprimé en dB.

20 Nous noterons conventionnellement H_0 l'hypothèse selon laquelle le signal à analyser ne contient que du bruit et H_1 l'hypothèse selon laquelle le signal à analyser contient un signal cyclostationnaire noyé dans ce bruit.

25 La méthode de détection selon l'invention utilise de manière avantageuse une fonction de discrimination définie comme une forme quadratique des coefficients de corrélations cycliques du signal à analyser, les coefficients étant relatifs à une pluralité de décalage

temporels non nuls et une pluralité de fréquences cycliques.

La fonction de discrimination pourra prendre la forme :

5

$$J = \sum_{m \in I_M^*} \sum_{\alpha_k \in I_K} |R_s^{\alpha_k}(m)|^2 \quad (4)$$

où I_M^* est un ensemble discret de valeurs non nulles de décalage temporel de la fonction d'autocorrélation et
 10 I_K est un ensemble discret de valeurs de fréquences cycliques. Le cas échéant, l'ensemble I_M^* et/ou l'ensemble I_K peu(ven)t être réduit(s) à un singleton. On notera $M = \text{card}(I_M^*)$ et $K = \text{card}(I_K)$.

15 En théorie, lorsque le signal à analyser ne présente pas de cyclostationnarité, c'est-à-dire lorsque l'on se trouve dans l'hypothèse H_0 , la valeur de J est nulle.

En pratique, on estime J en estimant les
 20 coefficients de corrélation cyclique dans le domaine temporel de la manière suivante :

$$\hat{R}_s^{\alpha_k}(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s(u+m)s^*(u)e^{2i\pi\alpha_k u} \quad (5)$$

25 où U est le temps d'observation, aussi appelé largeur de fenêtre d'autocorrélation. L'estimée $\hat{J}$ de J étant alors obtenue simplement par :

$$\hat{J} = \sum_{m \in I_M^*} \sum_{\alpha_k \in I_K} |\hat{R}_s^{\alpha_k}(m)|^2 \quad (6)$$

Lorsque l'estimée $\hat{J}$ est supérieure à un seuil
 5 prédéterminé J_0 , on pourra en conclure qu'un signal
 cyclostationnaire est présent dans le signal à
 analyser. En revanche, lorsque l'estimée $\hat{J}$ est
 inférieure à ce seuil, on pourra en conclure que le
 signal à analyser ne contient que du bruit.

10

Nous donnerons ci-après quelques exemples non
 limitatifs de fonction de discrimination lorsque le
 signal cyclostationnaire est un signal étalé
 spectralement ou un signal OFDM.

15

En général, un signal étalé spectralement, reçu
 d'un émetteur par un récepteur peut s'exprimer de la
 manière suivante :

$$s(t) = \sum_p a_p \sum_{\ell=0}^{L-1} c_\ell g(t - \ell T_c - p T_s) + b(t) \quad (7)$$

20

où c_ℓ , $\ell=0, \dots, L-1$ est la séquence d'étalement spectral,
 T_c est la période brique (*chip*), $T_s = L T_c$ est la période
 symbole, a_p sont les symboles d'information transmis
 25 par l'émetteur, $g(t)$ est la convolution de l'impulsion
 de mise en forme d'un symbole par la réponse
 impulsionnelle du canal entre l'émetteur et le

récepteur, $b(t)$ est une fonction aléatoire décrivant le bruit.

De manière similaire, un signal OFDM peut s'écrire, après démodulation en bande de base dans le récepteur,
5 sous la forme suivante :

$$s(t) = \frac{\sqrt{E}}{N} \sum_k g(t - k(N+D)T_c) e^{2i\pi\Delta f t} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} a_{n+kN} e^{2i\pi \frac{n}{NT_c} (t - DT_c - k(N+D)T_c)} \quad (8)$$

10 où E est la puissance du signal, N est le nombre de porteuses du multiplex OFDM, a_n sont les symboles d'information appartenant à un alphabet de modulation, typiquement BPSK, QPSK ou QAM, $1/T_c$ est le débit des symboles d'information, l'intervalle inter-porteuse
15 valant $1/NT_c$, D est la taille du préfixe cyclique exprimée en fraction de la durée utile $T_u = NT_c$, $g(t)$ est une impulsion de mise en forme des symboles OFDM ayant un support temporel $[0, (N+D)T_c]$ destiné à apodiser le spectre du signal, Δf est un résidu de porteuse dû à
20 l'imperfection de la démodulation RF.

Lorsque la méthode de détection selon l'invention opère dans un contexte aveugle, c'est-à-dire lorsque l'on ne dispose d'aucune information *a priori* sur le
25 signal cyclostationnaire qui pourrait se trouver noyé dans le bruit, on se contente alors de calculer la fonction de discrimination pour la fréquence cyclique nulle. Autrement dit, l'ensemble des fréquences cycliques se réduit à un singleton, $I_K = \{0\}$.

Pour détecter à l'aveugle la présence d'un signal étalé spectralement noyé dans du bruit, on pourra prendre comme ensemble de valeurs de décalage temporel, l'ensemble défini par :

5

$$I_M = \{-M_{\max}, \dots, -M_{\min}\} \cup \{M_{\min}, \dots, M_{\max}\}$$

où $M_{\min}$ et $M_{\max}$ sont des entiers positifs non nuls. Typiquement, $M_{\min} = 1$ et $M_{\max} = 10$.

10 Pour détecter à l'aveugle un signal OFDM noyé dans du bruit, on prendra comme ensemble de valeurs de décalage temporel, le singleton :

$$I_M = \left\{ \frac{T_u}{T_e} \right\}$$

15

où T_u est la durée utile, et T_e est la période d'échantillonnage.

Dans un contexte semi-aveugle on échantillonnera le signal à analyser, CDMA ou OFDM à sa fréquence chip, soit $\frac{1}{T_c}$.

Pour un signal CDMA dont on connaît le facteur d'étalement spectral L , on pourra prendre respectivement comme ensemble de fréquences cycliques et ensemble de décalages temporels :

$$I_K = \left\{ 0, \frac{1}{L}, \dots, \frac{L-1}{L} \right\} \text{ et } I_M = \{-M_{\max}, \dots, -M_{\min}\} \cup \{M_{\min}, \dots, M_{\max}\}$$

De manière similaire, dans le cas de la détection d'un signal OFDM, on pourra prendre respectivement comme ensemble de fréquences cycliques et ensemble de
5 décalages temporels :

$$I_M = \left\{ \frac{T_u}{T_e} \right\} \text{ et } I_K = \left\{ -\frac{N}{D} + 1, \dots, \frac{N}{D} - 1 \right\}$$

Revenant au cas général, la méthode de détection
10 selon l'invention permet avantageusement de décider entre les hypothèses H_1 et H_0 , autrement dit de décider si le signal à analyser contient ou ne contient pas un signal cyclostationnaire, ce avec un taux de mauvaise détection prédéterminé.

On peut montrer (voir annexe I) que, si
15 l'hypothèse H_0 est réalisée, les estimés $\hat{R}_s^{\alpha_k}$ des coefficients de corrélation cyclique suivent une loi gaussienne centrée de variance $\frac{\sigma^4}{U}$. On peut montrer en outre que (voir annexe II), sous la même hypothèse, les
20 estimés respectifs de deux coefficients de corrélation cyclique $\hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1)$ et $\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2)$ sont décorrélés, c'est-à-dire sont tels que $\mathcal{E} \left\{ \hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1) \left(\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2) \right)^* \middle| H_0 \right\} = 0$ si $m_1 \neq m_2$. En revanche, si $m_1 = m_2$, les estimés de ces coefficients, $\hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1)$ et $\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2)$, sont corrélés.

25

Nous envisagerons successivement le cas d'un contexte aveugle et celui d'un contexte semi-aveugle.

Dans un contexte aveugle, la fonction de discrimination proposée se réduit à :

$$\hat{J} = \sum_{m \in I_M^*} \left| \hat{R}_s^0(m) \right|^2 \quad (9)$$

5

car l'on ne connaît pas *a priori* les fréquences cycliques du signal cyclostationnaire que l'on recherche.

L'estimée $\hat{J}$ s'exprime comme une somme de M variables gaussiennes centrées, sa densité de probabilité conditionnelle suit une loi du χ^2 , soit :

$$\Pr(\hat{J}|H_0) = \frac{U}{\sigma^4} \frac{1}{(M-1)!2^M} \left(\hat{J} \frac{U}{\sigma^4} \right)^{M-1} e^{-\left(\hat{J} \frac{U}{\sigma^4} \right)} \quad (10)$$

15

On en déduit que sa fonction de répartition est donnée par :

$$\Pr(\hat{J} \leq \hat{J}_0|H_0) = \gamma \left(M, \hat{J}_0 \frac{U}{\sigma^4} \right) \quad (11)$$

20

et, par conséquent,

$$\Pr(\hat{J} > \hat{J}_0|H_0) = 1 - \gamma \left(M, \hat{J}_0 \frac{U}{\sigma^4} \right) \quad (12)$$

où γ est la fonction gamma incomplète inférieure normalisée, c'est-à-dire :

$$\gamma(M, x) = \frac{1}{(M-1)!} \int_0^x t^{M-1} e^{-t} dt \quad (13)$$

D'après l'expression (12), on voit que si :

5

$$1 - \gamma\left(M, \hat{J}_0 \frac{U}{\sigma^4}\right) \leq \eta \quad (14)$$

où η est un taux prédéterminé de mauvaise détection, on peut conclure que, si $\hat{J} > \hat{J}_0$, l'hypothèse H_0 est
 10 réalisée avec une probabilité inférieure à η . En d'autres termes, la probabilité d'absence de cyclostationnarité sachant que $\hat{J} > \hat{J}_0$ est égale à η .

La Fig. 1 représente de manière schématique la
 15 méthode de détection d'un signal cyclostationnaire selon un premier mode de réalisation de l'invention.

A l'étape 110 le signal à analyser $s(t)$ est filtré puis démodulé en bande base, si nécessaire.

Le signal ainsi filtré est échantillonné en 120 à
 20 la fréquence de Nyquist $\frac{1}{T_e}$.

A l'étape 130, on estime les coefficients de coefficients cycliques du $R_s^0(m)$ grâce à l'expression (5), c'est-à-dire :

$$\hat{R}_s^0(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s(u+m) s^*(u) \quad (15)$$

25

A l'étape 140 on estime la valeur de la fonction de discrimination selon l'expression (9). On note $\hat{J}$ cette estimée.

On calcule, en 150, la valeur de l'expression
5 $1 - \gamma\left(M, \hat{J} \frac{U}{\sigma^4}\right)$ et on la compare en 160 à un taux de mauvaise (ou fausse) détection η prédéterminé.

Si cette valeur est inférieure à η , on conclut en 172 à la présence d'un signal cyclostationnaire. Dans la négative, on conclut en 171 à l'absence de
10 cyclostationnarité du signal à analyser.

Selon une seconde variante de réalisation, on dispose de plusieurs versions $s_q(t)$, $q=1,...,Q$ d'un signal susceptible de contenir un même signal
15 cyclostationnaire. Ces différentes versions peuvent être analysées conjointement pour déterminer si un signal cyclostationnaire est effectivement présent ou absent.

Les signaux à analyser peuvent être, selon le
20 cas, les signaux reçus par les différentes antennes de réception d'un système SIMO (*Single Input Multiple Output*), les signaux reçus par une pluralité de capteurs ou encore les signaux lus d'un support d'enregistrement au moyen d'une pluralité de
25 dispositifs de lecture.

La Fig. 2 illustre de manière schématique la méthode de détection d'un signal cyclostationnaire selon un second mode de réalisation de l'invention. Ce
30 mode de réalisation utilise une pluralité Q de signaux

à analyser et comprend Q voies de traitement, chaque voie q opérant sur un signal $s_q(t)$, et comprenant des étapes 210_q à 240_q identiques aux étapes 110 à 140 de la Fig. 1. Autrement dit, chaque voie permet d'obtenir une

5 estimée $\hat{J}_q$ de la fonction de discrimination J_q relative au signal $s_q(t)$. A la différence du premier mode de réalisation, on utilise une fonction de discrimination synthétique :

$$10 \quad J = \sum_{q=1}^Q \frac{U_q}{\sigma_q^4} J_q \quad (16)$$

où M_q , U_q et σ_q^4 sont respectivement le nombre de décalage temporels non nuls, la largeur de la fenêtre d'autocorrélation, et le carré de la puissance de bruit

15 relatifs au signal $s_q(t)$. La fonction de répartition conditionnelle est alors la suivante :

$$\Pr(\hat{J} > \hat{J}_0, q=1,..,Q|H_0) = 1 - \gamma \left(\sum_{q=1}^Q M_q, \hat{J}_0 \right) \quad (17)$$

20 Une fois les estimées $\hat{J}_q$ calculées aux étapes 240_q, on calcule en 250, la valeur de $1 - \gamma \left(\sum_{q=1}^Q M_q, \sum_{q=1}^Q \frac{U_q}{\sigma_q^4} \hat{J}_q \right)$ et on la compare en 260 à un taux de mauvaise détection η prédéterminé.

Selon que cette valeur est inférieure ou supérieure à η , on conclut respectivement, en 272 ou en 271, à la présence ou à l'absence de cyclostationnarité dans les signaux à analyser.

5

Nous supposons dans la suite que la méthode de détection est utilisée dans un contexte semi-aveugle, c'est-à-dire que les fréquences cycliques du signal cyclostationnaire que l'on recherche sont connues *a priori*. Dans ce cas, la fonction de discrimination est
10 définie par (6) où I_K est constitué par l'ensemble de ces fréquences connues.

Comme on l'a vu plus haut les estimés des coefficients de corrélation cyclique $\hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1)$ et $\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2)$
15 sont décorrélés si $m_1 \neq m_2$ et corrélés pour $m_1 = m_2$. Dans ce dernier cas, le coefficient de corrélation de ces coefficients vaut (cf. Annexe II) :

$$\mathcal{E} \left\{ \hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1) (\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2))^* \right\} \Big| H_0 = \frac{\sigma^4}{U} \mu(\alpha_{k_1}, \alpha_{k_2}) \quad (18)$$

20

$$\text{avec } \mu(\alpha_{k_1}, \alpha_{k_2}) = e^{i\pi(\alpha_{k_1} - \alpha_{k_2})(U-1)} \frac{\sin(\pi(\alpha_{k_1} - \alpha_{k_2})U)}{\sin(\pi(\alpha_{k_1} - \alpha_{k_2}))} \quad (18')$$

25 On introduit le vecteur $\hat{\mathbf{R}}$ de taille $\mathbf{v} = MK$ des estimés des coefficients de corrélation cycliques :

$$\hat{\mathbf{R}} = \left(\hat{R}_s^{\alpha_1}(m_1), \hat{R}_s^{\alpha_2}(m_1), \dots, \hat{R}_s^{\alpha_K}(m_1), \dots, \hat{R}_s^{\alpha_1}(m_M), \hat{R}_s^{\alpha_2}(m_M), \dots, \hat{R}_s^{\alpha_K}(m_M) \right)^T$$

où $(.)^T$ désigne l'opération de transposition. On a alors :

$$5 \quad \hat{J} = \|\hat{\mathbf{R}}\|^2 \quad (19)$$

où $\|\hat{\mathbf{R}}\|$ est la norme euclidienne de $\hat{\mathbf{R}}$.

La matrice de corrélation du vecteur $\hat{\mathbf{R}}$ sous l'hypothèse H_0 n'est autre que :

$$10 \quad \mathbf{\Gamma} = \frac{\sigma^4}{U} \tilde{\mathbf{A}} \quad (20)$$

avec :

$$15 \quad \tilde{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} \mathbf{A} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{A} & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \mathbf{A} \end{pmatrix} \text{ et}$$

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 & \mu(\alpha_1, \alpha_2) & \dots & \mu(\alpha_1, \alpha_K) \\ \mu(\alpha_1, \alpha_2)^* & 1 & \ddots & \mu(\alpha_2, \alpha_K) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mu(\alpha_1, \alpha_K)^* & \mu(\alpha_2, \alpha_K)^* & \dots & 1 \end{pmatrix} \quad (21)$$

On remarquera que la matrice de corrélation $\mathbf{\Gamma}$, de
20 taille $\mathbf{v} \times \mathbf{v}$ est diagonale par blocs puisque les estimés
de coefficients cycliques sont décorrélés pour des
décalages temporels distincts.

La méthode de détection en contexte semi-aveugle utilise une fonction de discrimination modifiée dont les coefficients de corrélation cyclique sont blanchis, autrement dit décorrélés, soit :

5

$$\hat{J}^{whit} = \left\| \tilde{\mathbf{A}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{R}} \right\|^2 \quad (22)$$

On est ainsi ramené à une somme quadratique de variables aléatoires gaussiennes centrées. De manière
10 similaire au cas aveugle on considère la fonction de répartition de $\hat{J}^{whit}$:

$$\Pr(\hat{J}^{whit} \leq \hat{J}_0 | H_0) = \gamma\left(v, \hat{J}_0 \frac{U}{\sigma^4}\right) \quad (23)$$

15 et par suite :

$$\Pr(\hat{J}^{whit} > \hat{J}_0 | H_0) = 1 - \gamma\left(v, \hat{J}_0 \frac{U}{\sigma^4}\right) \quad (24)$$

La méthode de détection compare $1 - \gamma\left(v, \hat{J}_0 \frac{U}{\sigma^4}\right)$ avec
20 un taux de mauvaise détection prédéterminé η et en déduit si l'hypothèse H_0 ou l'hypothèse H_1 est vérifiée avec un taux d'erreur maximal η .

La Fig. 3 illustre de manière schématique la méthode de détection de stationnarité selon un troisième mode de réalisation de l'invention.

Après avoir été éventuellement filtré et démodulé
 5 en bande de base à l'étape 310, le signal à analyser $s(t)$ est échantillonné à une fréquence $\frac{1}{T_e}$, dépendant des caractéristiques spectrales du signal. Par exemple, si le signal est un signal étalé spectralement ou un signal OFDM, la fréquence d'échantillonnage ne sera
 10 autre que la fréquence chip $\frac{1}{T_c}$.

On estime ensuite, à l'étape 320, les coefficients de corrélation cyclique à partir de l'expression (5), ce pour un ensemble I_K de fréquences cycliques connues et un ensemble de décalages temporels I_M^* .

15 On calcule ensuite, à l'étape 330, les coefficients $\mu(\alpha_{k_1}, \alpha_{k_2})$ de la matrice $\mathbf{A}$. Etant donné que $\mathbf{A}$ est hermitienne et que sa diagonale est constituée de 1, seuls $\frac{K(K-1)}{2}$ coefficients sont à calculer.

A l'étape 340, on calcule les coefficients de
 20 corrélation blanchis $\tilde{\mathbf{A}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{R}}$ et on obtient en 350 la valeur estimée de la fonction de discrimination modifiée $\hat{J}^{whit}$ au moyen de l'expression (22).

On en déduit à l'étape suivante, 360, la valeur de
 $1 - \gamma\left(v, \hat{J}^{whit} \frac{U}{\sigma^4}\right)$, valeur qui est ensuite comparée en 370 à
 25 un taux d'erreur prédéterminé η .

Selon que ladite valeur est inférieure ou supérieure à η , on conclut, en 382 à la présence ou, en 381, à l'absence d'un signal cyclostationnaire.

On remarquera d'après l'expression (18') que si
5 la condition :

$$\max_{k_1 \neq k_2} |\alpha_{k_1} - \alpha_{k_2}| >> \frac{1}{U} \quad (25)$$

est vérifiée, autrement dit si la fenêtre
10 d'autocorrélation est suffisamment large, les estimés des coefficients de corrélation cyclique sont décorrélés et la matrice de corrélation se réduit à

$$\Gamma = \frac{\sigma^4}{U} \mathbf{I}_{\mathbf{v} \times \mathbf{v}} \text{ où } \mathbf{I}_{\mathbf{v} \times \mathbf{v}} \text{ est la matrice unité de taille } \mathbf{v} \times \mathbf{v}.$$

Dans ce cas, les étapes de calcul 330 et 340 sont
15 inutiles.

La Fig. 4 illustre de manière schématique la méthode de détection d'un signal cyclostationnaire selon un quatrième mode de réalisation de l'invention.
20 Ce mode de réalisation utilise une pluralité Q de signaux à analyser et comprend Q voies de traitement. Les signaux à analyser peuvent être, comme pour le second mode de réalisation, les signaux reçus par les différentes antennes de réception d'un système SIMO
25 (*Single Input Multiple Output*), les signaux reçus par une pluralité de capteurs ou encore les signaux lus d'un support d'enregistrement au moyen d'une pluralité de dispositifs de lecture.

Chaque voie de traitement q comprend une pluralité d'étapes 410_q à 450_q identiques aux étapes 310 à 350 de la Fig. 3. En particulier, chacune des étapes 450_q fournit une estimée $\hat{J}_q^{whit}$ de la valeur de la fonction de discrimination pour le signal $s_q(t)$, soit

$$\hat{J}_q^{whit} = \left\| \tilde{\mathbf{A}}_q^{-1} \mathbf{R}_q \right\|^2 \quad \text{où } \mathbf{R}_q \text{ est le vecteur de taille } \mathbf{v}_q$$

constitué des coefficients de corrélation cyclique $R_{s_q}^{\alpha_k}(m)$ pour les décalages temporels non nuls et les fréquences cycliques du signal $s_q(t)$, et $\tilde{\mathbf{A}}_q = \frac{U_q}{\sigma_q^4} \mathbf{\Gamma}_q$ où $\mathbf{\Gamma}_q$

est la matrice de corrélation de ces coefficients.

A la différence du troisième mode de réalisation, on calcule à l'étape 460 la valeur de :

$$1 - \gamma \left(\sum_{q=1}^Q \mathbf{v}_q, \sum_{q=1}^Q \frac{U_q}{\sigma_q^4} \hat{J}_q^{whit} \right) \quad (26)$$

15

$\mathbf{v}_q = M_q K_q$, où M_q et K_q sont respectivement le nombre de décalages temporels et le nombre de fréquences cycliques relatifs au signal $s_q(t)$; U_q et σ_q^4 la largeur de la fenêtre d'autocorrélation, et le carré de la puissance de bruit relatifs à ce même signal.

20

La valeur de $1 - \gamma \left(\sum_{q=1}^Q \mathbf{v}_q, \sum_{q=1}^Q \frac{U_q}{\sigma_q^4} \hat{J}_q^{whit} \right)$ est ensuite comparée en 470 à un taux de mauvaise détection prédéterminé η .

Selon que cette valeur est inférieure ou supérieure à η , on conclut comme précédemment à la présence, en 482, ou à l'absence, en 481, de cyclostationnarité dans les signaux à analyser.

5 La remarque précédente concernant la décorrélation des coefficients de corrélation cyclique s'applique ici également. En choisissant U suffisamment grand, les matrices de corrélation (ou certaines d'entre elles seulement) se réduisent à

10 $\Gamma_q = \frac{\sigma^4}{U} \mathbf{I}_{\mathbf{v}_q \times \mathbf{v}_q}$ où $\mathbf{I}_{\mathbf{v}_q \times \mathbf{v}_q}$ est la matrice unité de taille $\mathbf{v}_q \times \mathbf{v}_q$. Les étapes de calcul 330_q et 340_q sont alors inutiles.

ANNEXE I

5 Les coefficients de corrélation cyclique peuvent

être estimés par : $\hat{R}_s^{\alpha_k}(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s(u+m)s^*(u)e^{2i\pi\alpha_k u}$.

On se place dans l'hypothèse H_0 , autrement dit les $s(u)$ sont des variables aléatoires de bruit i.i.d.

D'après le théorème de la limite centrale, $\hat{R}_s^{\alpha_k}(m)$
 10 tend en loi vers une densité de probabilité gaussienne
 quand U tend vers l'infini. Sa moyenne $\mathcal{E}\{\hat{R}_s^{\alpha_k}(m)\}$ tend
 vers $R_s^{\alpha_k}(m) = 0$ pour $m \neq 0$.

Le moment d'ordre 4 de $s(u)$ s'exprime en fonction
 15 du cumulant d'ordre 4 :

$$\begin{aligned} \mathcal{E}\{s(u_1+m)s^*(u_1)s^*(u_2+m)s(u_2)\} &= cum(s(u_1+m)s^*(u_1)s^*(u_2+m)s(u_2)) \\ &+ \mathcal{E}\{s(u_1+m)s^*(u_1)\}\mathcal{E}\{s^*(u_2+m)s(u_2)\} + \mathcal{E}\{s(u_1+m)s(u_2)\}\mathcal{E}\{s^*(u_1)s^*(u_2+m)\} \\ &+ \mathcal{E}\{s(u_1+m)s^*(u_2+m)\}\mathcal{E}\{s^*(u_1)s(u_2)\} \end{aligned}$$

Le bruit étant gaussien :

20

$$cum(s(u_1+m)s^*(u_1)s^*(u_2+m)s(u_2)) = 0$$

Le bruit étant circulaire, c'est-à-dire sa phase
 étant équirépartie sur $[0, 2\pi]$, on a :

25

$$\mathcal{E}\{s(u_1+m)s(u_2)\}\mathcal{E}\{s^*(u_1)s^*(u_2+m)\} = 0$$

Par conséquent, la variance asymptotique s'exprime à partir des 2nd et 4^{ième} termes :

$$\begin{aligned}
 & \lim_{U \rightarrow \infty} \left(\mathcal{E} \left\{ \left| \hat{R}_s^{\alpha_k}(m) \right|^2 \right\} \right) = \lim_{U \rightarrow \infty} \frac{1}{U^2} \sum_{u_1=0}^{U-1} \mathcal{E} \left\{ s(u_1+m) s^*(u_1) \right\} e^{-2i\pi\alpha_k u_1} \sum_{u_2=0}^{U-1} \mathcal{E} \left\{ s^*(u_2+m) s(u_2) \right\} e^{2i\pi\alpha_k u_2} \\
 & + \lim_{U \rightarrow \infty} \frac{1}{U^2} \sum_{u_1=0}^{U-1} \sum_{u_2=0}^{U-1} \mathcal{E} \left\{ s(u_1+m) s^*(u_2+m) \right\} \mathcal{E} \left\{ s^*(u_1) s(u_2) \right\} e^{-2i\pi\alpha_k (u_1-u_2)}
 \end{aligned}$$

Le premier terme tend vers $\left| R_s^{\alpha_k}(m) \right|^2 = 0$ quand U tend vers l'infini.

Le second terme est non nul si et seulement si $u_1 = u_2$ et dans ce cas, puisque $\mathcal{E} \left\{ s(u) \right\}^2 = \sigma^2$, le second terme tend vers $\frac{\sigma^4}{U}$ (seuls U facteurs sont non nuls sous le signe somme).

ANNEXE II

Nous montrerons dans cette annexe que deux
 5 coefficients de corrélation cyclique $\hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1)$ et $\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2)$
 sont décorrélés si $m_1 \neq m_2$. Sinon, si $m_1 = m_2$, ces deux
 coefficients sont corrélés.

On a :

10

$$\lim_{U \rightarrow \infty} \left(\mathcal{E} \left\{ \hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1) \left(\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2) \right)^* \right\} \right) =$$

$$\lim_{U \rightarrow \infty} \frac{1}{U^2} \mathcal{E} \left\{ \sum_{u_1=0}^{U-1} \sum_{u_2=0}^{U-1} \mathcal{E} \left\{ s(u_1+m) s^*(u_1) s^*(u_2+m) s(u_2) \right\} e^{-2i\pi(\alpha_{k_1}u_1 - \alpha_{k_2}u_2)} \right\}$$

De même que dans l'annexe I, on peut exprimer ce
 moment d'ordre 4 en fonction du cumulants et de produits
 15 de moments d'ordre 2. Le cumulants s'annule, un terme
 est nul du fait de la circularité du bruit, un terme
 tend vers $\mathcal{E} \left\{ R_s^{\alpha_{k_1}}(m_1) \left(R_s^{\alpha_{k_2}}(m_2) \right)^* \right\} = 0$. En définitive seul reste
 le terme :

20

$$\lim_{U \rightarrow \infty} \left(\mathcal{E} \left\{ \hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1) \left(\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2) \right)^* \right\} \right) =$$

$$\lim_{U \rightarrow \infty} \frac{1}{U^2} \mathcal{E} \left\{ \sum_{u_1=0}^{U-1} \sum_{u_2=0}^{U-1} \mathcal{E} \left\{ s(u_1+m_1) s^*(u_2+m_2) \right\} \mathcal{E} \left\{ s^*(u_1) s(u_2) \right\} e^{-2i\pi(\alpha_{k_1}u_1 - \alpha_{k_2}u_2)} \right\}$$

Etant donné que le bruit est décorrélé,
 $\mathcal{E}\{s(u_1+m_1)s^*(u_2+m_2)\}=0$, si $m_1 \neq m_2$. Par conséquent, dans ce
cas $\lim_{U \rightarrow \infty} \left(\mathcal{E} \left\{ \hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1) \left(\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2) \right)^* \right\} \right) = 0$.

5 En revanche si $m_1 = m_2$, on a :

$$\begin{aligned} \lim_{U \rightarrow \infty} \left(\mathcal{E} \left\{ \hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1) \left(\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2) \right)^* \right\} \right) &= \frac{\sigma^4}{U} \sum_{u=0}^{U-1} e^{-2i\pi(\alpha_{k_1}u_1 - \alpha_{k_2}u_2)} \\ &= \frac{\sigma^4}{U} e^{-i\pi(\alpha_{k_1}u_1 - \alpha_{k_2}u_2)(U-1)} \frac{\sin(\pi(\alpha_{k_1} - \alpha_{k_2})U)}{\sin(\pi(\alpha_{k_1} - \alpha_{k_2}))} \end{aligned}$$

Les coefficients $\hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1)$ et $\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2)$ sont donc bien
10 corrélés.

REVENDICATIONS

1. Méthode de détection d'un signal cyclostationnaire dans un signal à analyser, reçu d'un émetteur par un récepteur ou lu d'un support d'enregistrement par un dispositif de lecture, caractérisée en ce que l'on estime la valeur d'une fonction de discrimination J s'exprimant comme une forme quadratique des coefficients de corrélation cyclique du signal à analyser pour un ensemble (I_M^*) de décalages temporels non nuls et un ensemble (I_K) de fréquences cycliques, et que l'on compare la valeur $1 - \gamma\left(v, \frac{U}{\sigma^4} J\right)$ à un taux de mauvaise détection η pour déterminer si ledit signal cyclostationnaire est présent dans le signal à analyser, où $\gamma(v, x)$ est la fonction gamma inférieure incomplète normalisée, v est le produit du cardinal (M) dudit ensemble de décalages temporels non nuls et du cardinal (K) dudit ensemble de fréquences cycliques, U est la largeur de la fenêtre d'autocorrélation sur laquelle sont calculés les coefficients de corrélation cyclique, et σ^4 est le carré de la variance du bruit.

2. Méthode de détection selon la revendication 1, caractérisée en ce que ledit ensemble de fréquences cycliques se réduit à la fréquence nulle et que la valeur de la fonction de discrimination est calculée par :

$$J = \sum_{m \in I_M^*} |R_s^0(m)|^2$$

où $R_s^0(m)$ est la valeur de la fonction d'autocorrélation
du signal à analyser pour un décalage temporel non nul
5 $m \in I_M^*$, et I_M^* étant ledit ensemble de décalages
temporels non nuls.

3. Méthode de détection selon la revendication 2,
caractérisée en ce que ladite valeur de la fonction
10 d'autocorrélation est estimée à partir des échantillons
 $s(u)$ du signal à analyser par :

$$\hat{R}_s^0(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s(u+m) s^*(u)$$

15 où U est la largeur de la fenêtre d'autocorrélation et
 m est un décalage temporel exprimé en nombre de
périodes d'échantillonnage.

4. Méthode de détection selon la revendication 1,
20 caractérisée en ce que la fonction de discrimination
est calculée par :

$$J = \left\| \tilde{\mathbf{A}}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{R} \right\|^2$$

25 où $\mathbf{R}$ est le vecteur de taille $\mathbf{v}$ constitué des
coefficients de corrélation cyclique $R_s^{\alpha_k}(m)$ pour lesdits

décalages temporels non nuls et lesdites fréquences cycliques, et $\tilde{\mathbf{A}}$ est une matrice proportionnelle à la matrice de corrélation de ces coefficients.

5 **5.** Méthode de détection selon la revendication 1, caractérisée en ce que la fonction de discrimination est calculée par :

$$J = \sum_{m \in I_M^*} \sum_{\alpha_k \in I_K} |R_s^{\alpha_k}(m)|^2$$

10

où $R_s^{\alpha_k}(m)$, $m \in I_M^*$ sont les coefficients de corrélation cyclique, I_M^* est ledit ensemble de décalages temporels non nuls et I_K est ledit ensemble de fréquences cycliques.

15

6. Méthode de détection selon la revendication 4 ou 5, caractérisée en ce que les coefficients de corrélation cyclique sont estimés à partir des échantillons $s(u)$ du signal à analyser par :

20

$$\hat{R}_s^{\alpha_k}(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s(u+m) s^*(u) e^{2i\pi\alpha_k u}$$

où α_k est une fréquence cyclique appartenant à I_K et m est un décalage temporel, exprimé en nombre de périodes d'échantillonnage.

25

7. Méthode de détection d'un signal cyclostationnaire dans une pluralité Q de signaux à

analyser $(s_q(t))$, reçus d'un émetteur par une pluralité de récepteurs ou lus d'un support d'enregistrement par une pluralité de dispositifs de lecture, caractérisée en ce que pour chacun desdits signaux à analyser, on

5 estime la valeur d'une fonction de discrimination J_q s'exprimant comme une forme quadratique des coefficients de corrélation cyclique de ce signal pour un ensemble $(I_{M_q}^*)$ de décalages temporels non nuls et un ensemble (I_{K_q}) de fréquences cycliques, et que l'on

10 compare la valeur $1 - \gamma \left(\sum_{q=1}^Q \mathbf{v}_q, \sum_{q=1}^Q \frac{U_q}{\sigma_q^4} J_q \right)$ à un taux de mauvaise détection η pour déterminer si ledit signal cyclostationnaire est présent dans lesdits signaux à analyser, où $\gamma(\mathbf{v}, x)$ est la fonction gamma inférieure incomplète normalisée, $\mathbf{v}_q$ est le produit du cardinal

15 (M_q) dudit ensemble de décalages temporels non nuls et du cardinal (K_q) dudit ensemble de fréquences cycliques pour le signal à analyser $s_q(t)$, U_q est la largeur de la fenêtre d'autocorrélation sur laquelle sont calculés les coefficients de corrélation cyclique et σ_q^4 est le

20 carré de la variance du bruit, relatifs au signal à analyser.

8. Méthode de détection selon la revendication 7, caractérisée en ce que, pour chacun

25 desdits signaux à analyser, ledit ensemble de fréquences cycliques se réduit à la fréquence nulle et

que la valeur de la fonction de discrimination est calculée, pour ce signal, par :

$$J_q = \sum_{m \in I_{M_q}^*} |R_{s_q}^0(m)|^2$$

5

où $R_{s_q}^0(m)$ est la valeur de la fonction d'autocorrélation du signal à analyser $s_q(t)$, pour un décalage temporel non nul $m \in I_{M_q}^*$, $I_{M_q}^*$ étant ledit ensemble de décalages temporels non nuls pour ce signal.

10

9. Méthode de détection selon la revendication 8, caractérisée en ce que, pour chacun desdits signaux à analyser, ladite valeur de la fonction d'autocorrélation est estimée à partir des échantillons $s(u)$ de ce signal par :

15

$$\hat{R}_{s_q}^0(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s_q(u+m) s_q^*(u)$$

où U est la largeur de la fenêtre d'autocorrélation et m est un décalage temporel exprimé en nombre de périodes d'échantillonnage.

20

10. Méthode de détection selon la revendication 7, caractérisée en ce que, pour chaque signal $s_q(t)$ à analyser, la fonction de discrimination est calculée par :

25

$$J_q = \left\| \tilde{\mathbf{A}}_q^{-\frac{1}{2}} \mathbf{R}_q \right\|^2$$

où $\mathbf{R}_q$ est le vecteur de taille $\mathbf{v}_q$ constitué des coefficients de corrélation cyclique $R_{s_q}^{\alpha_k}(m)$ pour lesdits
 5 décalages temporels non nuls et lesdites fréquences cycliques, et $\tilde{\mathbf{A}}_q$ est une matrice proportionnelle à la matrice de corrélation de ces coefficients.

11. Méthode de détection selon la
 10 revendication 7, caractérisée en ce que, pour chaque signal $s_q(t)$ à analyser, la fonction de discrimination est calculée par :

$$J_q = \sum_{m \in I_{M_q}^*} \sum_{\alpha_k \in I_{K_q}} \left| R_{s_q}^{\alpha_k}(m) \right|^2$$

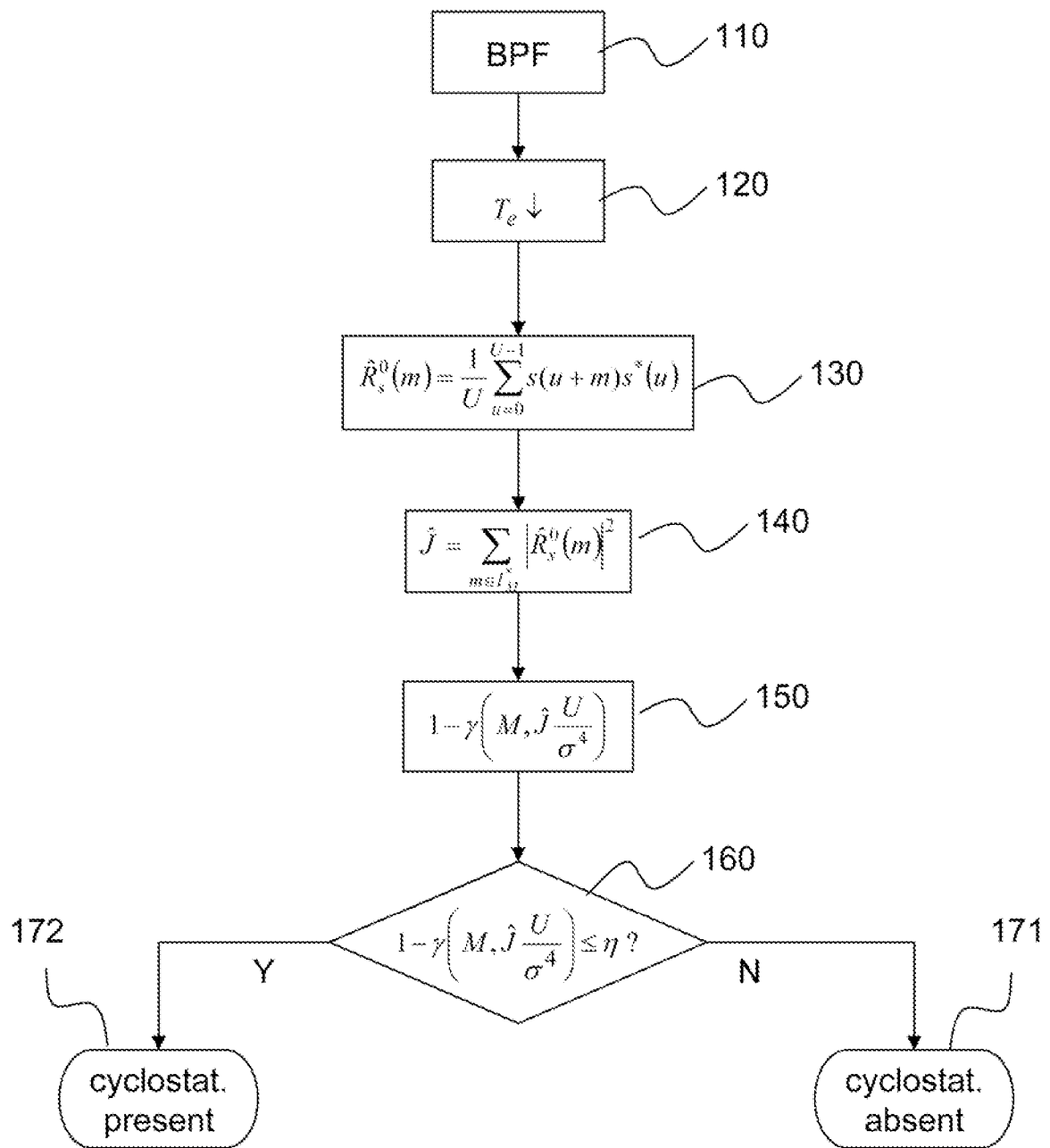
15 où $R_{s_q}^{\alpha_k}(m)$, $m \in I_{M_q}^*$ sont les coefficients de corrélation cyclique du signal $s_q(t)$, $I_{M_q}^*$ est ledit ensemble de décalages temporels non nuls et I_{K_q} est ledit ensemble de fréquences cycliques relatifs à ce signal.

20 **12.** Méthode de détection selon la revendication 10 ou 11, caractérisée en ce que, pour chaque signal $s_q(t)$ à analyser, les coefficients de corrélation cyclique sont estimés à partir des
 25 échantillons $s_q(u)$ de ce signal par :

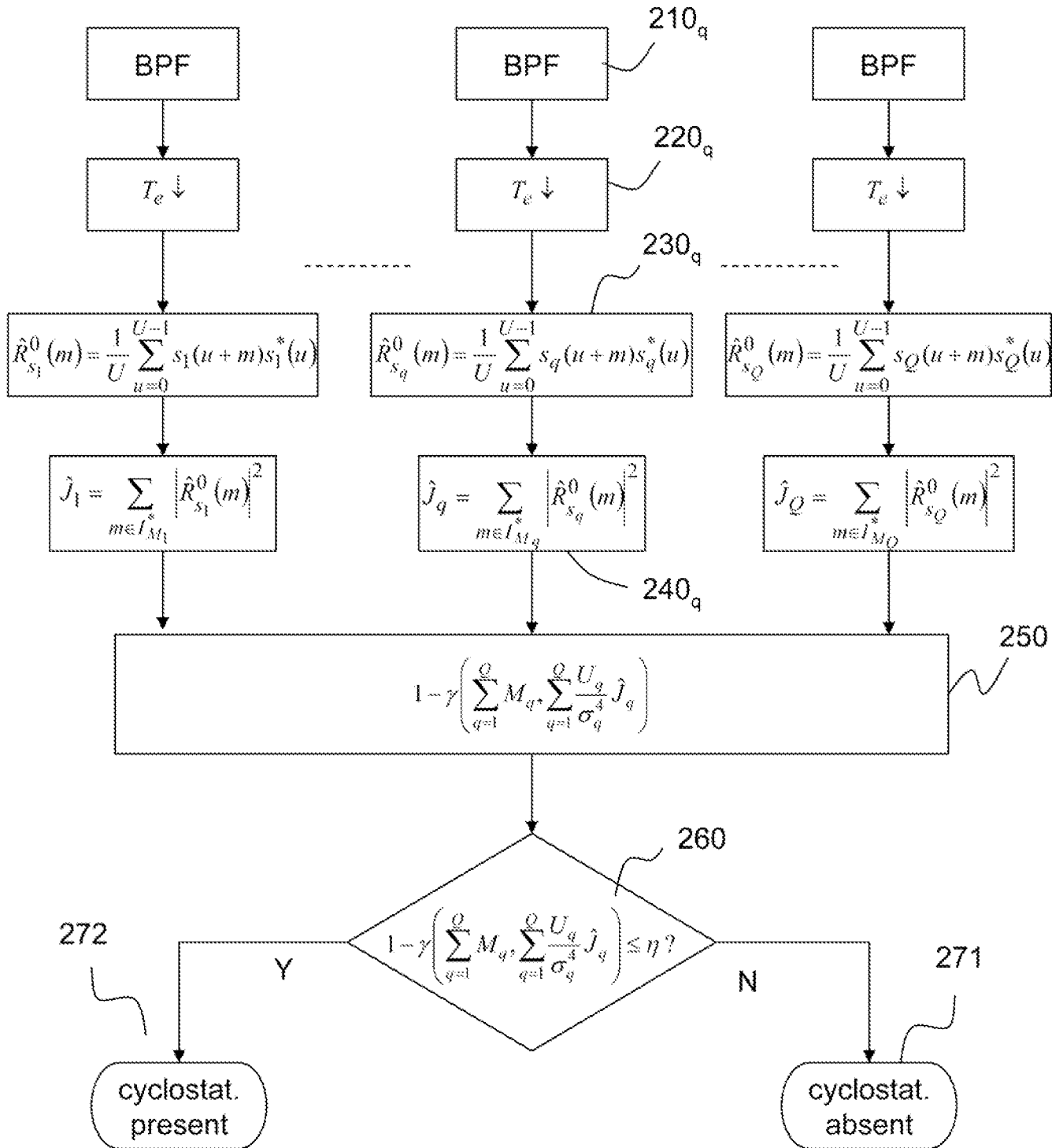
$$\hat{R}_s^{\alpha_k}(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s(u+m) s^*(u) e^{2i\pi\alpha_k u}$$

où α_k est une fréquence cyclique appartenant à I_K et m
 5 est un décalage temporel, exprimé en nombre de périodes
 d'échantillonnage.

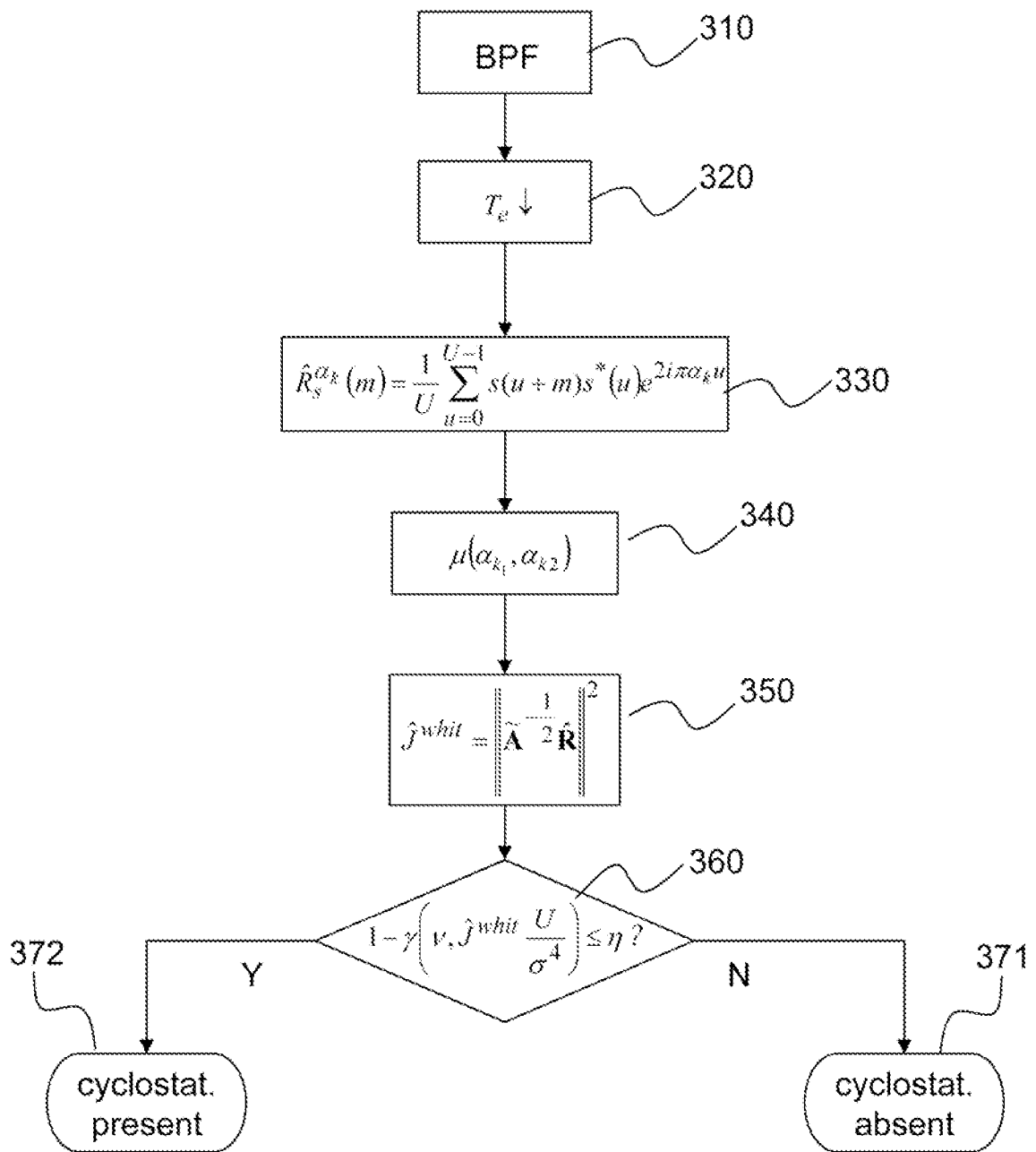
1/4

**Fig. 1**

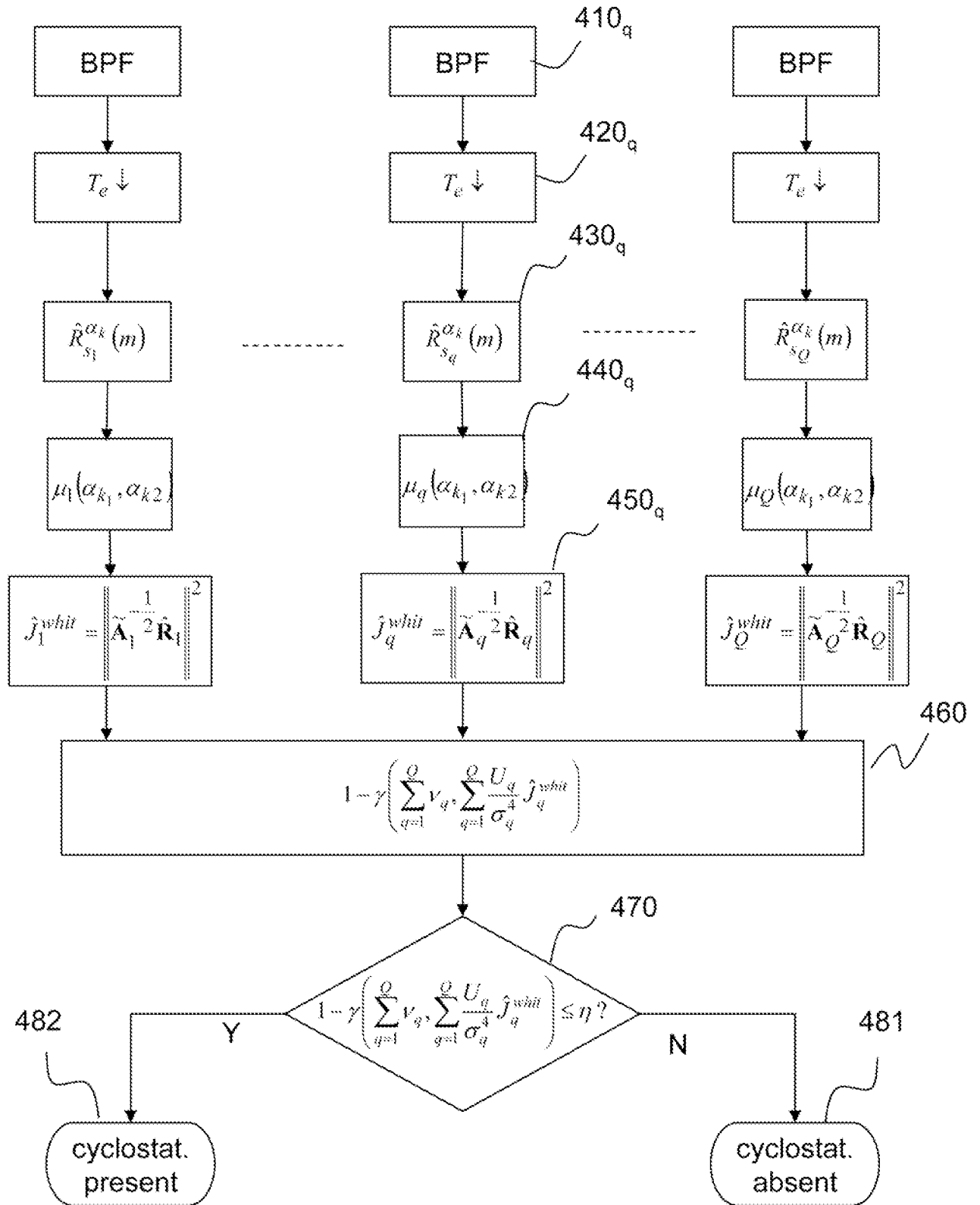
2/4

**Fig. 2**

3/4

**Fig. 3**

4/4

**Fig. 4**