

SYSTEME ET PROCEDE D'EMISSION-RECEPTION D'UN SIGNAL NUMERIQUE SUR VOIE RADIO

L'invention concerne un procédé d'émission-réception d'un signal
5 numérique sur voie radio, ledit signal numérique comprenant une information
modulée avec une modulation à amplitude constante ou quasi-constante et
le système permettant sa mise en œuvre.

Elle est notamment utilisée dans le domaine des télécommunications
numériques sur voie radio, lorsque l'on souhaite augmenter le rendement de
10 l'émetteur en le faisant fonctionner partiellement ou totalement à saturation.

Elle s'applique notamment pour des modulations à phase continue ou
CPM (abréviation anglo-saxonne de Continuous Phase Modulation). Elle
trouve son utilisation dans les systèmes de téléphonie mobile GSM utilisant
une modulation GMSK abréviation anglo-saxonne de « Gaussian Minimum
15 Shift Keying ».

De manière plus générale, elle peut être utilisée pour toutes les
modulations présentant une amplitude constante ou quasi-constante.

Dans la suite de la description, le Demandeur utilisera les définitions
suivantes :

20 - le terme « état » d'un symbole est utilisé pour désigner la
représentation dans le plan complexe dudit symbole.

- le terme « constellation » d'une séquence de symboles complexe est
utilisé pour désigner la représentation desdits symboles dans le plan
complexe.

25 Le terme $h_e(a(n), t)$ est la réponse impulsionnelle d'un filtre dont l'entrée
est $a(n) \delta(t - n T)$ et est l'impulsion de fréquence associée au symbole $a(n)$.

Dans certains systèmes de télécommunications actuels, l'utilisation de
modulations à amplitude constante, par exemple des modulations de phase
30 ou de fréquence, est préférée car ces dernières permettent de maximiser la
portée desdits systèmes. En effet, la puissance d'émission est constante et
maximale dans ce cas.

Dans le cas d'une modulation à phase continue, deux avantages sont
connus :

- Une occupation spectrale raisonnable, qui conduit à une interférence réduite entre canaux de transmission adjacents,
- Une amplitude constante qui permet d'utiliser les amplificateurs de sortie des émetteurs au maximum de leur puissance, sans trop se soucier de leur linéarité en amplitude. Ceci permet d'optimiser le bilan de liaison, à puissance moyenne d'émission donnée.

Parmi ces modulations, l'une des plus utilisées, en particulier dans la radio-téléphonie mobile, est la modulation GMSK. Cette dernière a été retenue en raison de son spectre en fréquence qui présente une décroissance maximale en fonction de l'écart par rapport à la fréquence porteuse. C'est une modulation binaire (donc à deux états), et de type différentiel en ce sens que lorsque deux bits successifs à transmettre sont différents (0/1 ou 1/0) la porteuse subit une rotation de phase totale de $+\pi/2$ et de $-\pi/2$ dans le cas contraire.

Les modulations CPM sont en pratique complètement définies par une impulsion de fréquence et par l'indice de modulation h tel que la moyenne de la valeur absolue de la rotation de phase vaut $h\pi$. La plupart du temps, et pour des raisons de simplicité de mise en œuvre du récepteur, h vaut $1/2$.

Par contre, la durée de l'impulsion de fréquence associée à un bit donné n'est pas limitée à la durée d'un bit. Ainsi, pour la modulation GMSK évoquée précédemment, elle devrait être infinie puisque, par définition, la courbe Gaussienne est de longueur infinie. En pratique, on se limite à une durée finie (2 ou 3 bits) telle que la dégradation des performances par rapport au cas théorique soit négligeable.

Tant que l'on se limite au cas binaire, le récepteur reste relativement simple.

Une théorie élaborée dans le milieu des années 1980 exposée dans la publication "Exact and Approximate Construction of Digital Phase Modulations by Superposition of Amplitude Modulated Pulses (AMP)", Pierre.A. Laurent, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-34, No 2, February 1986, pp 150-160, a montré que ce type de modulations pouvait être approximé par une modulation d'amplitude et de phase classique et

donc être démodulée par un récepteur de faible complexité. Ceci n'est vrai que dans le cas binaire (1 bit par symbole).

A l'heure actuelle, les besoins en termes de débit utile ont fortement augmenté, si bien que l'on cherche à généraliser les modulations CPM à plus de deux états : quatre états permettent de véhiculer non pas un bit par symbole mais deux, huit états 3 bits et 16 états 4 bits.

Malheureusement, même dans le cas à 4 états, le récepteur devient beaucoup plus complexe que dans le cas à deux états car l'interférence entre symboles inhérente à ce genre de modulation complique considérablement le problème : le signal reçu pour un symbole donné dépend de son état ainsi que de ceux de ses voisins et le nombre de configurations devient si important que l'on ne peut décider de façon simple de la valeur du dit symbole.

Qui plus est, l'augmentation de débit passe aussi par l'augmentation de la vitesse de modulation et donc par l'apparition de problèmes dus à la propagation : il se peut qu'à un instant donné on reçoive le signal en vue directe de l'émetteur, mais aussi une ou plusieurs répliques retardées (réflexions sur des bâtiments etc) ayant des retards non négligeables par rapport à la durée d'un symbole, voire nettement supérieurs. Ceci complexifie encore plus le récepteur.

A la connaissance du Demandeur, dans le cas d'une modulation à amplitude constante ou quasi-constante, il n'existe pas de système d'émission-réception, de conception simple, dès que le nombre d'états envisagés est supérieur à 2.

L'invention concerne un procédé de modulation à amplitude constante et phase continue de données numériques et de démodulation dudit signal modulé, lesdites données se présentant sous la forme de symboles pouvant prendre un nombre M d'états supérieur à 2, caractérisé en ce qu'il comporte au moins les étapes suivantes :

- récupérer les symboles $a(n)$ de données numériques à transmettre, se présentant avec un intervalle temporel T constant,

- associer à chaque symbole $a(n)$ une impulsion de fréquence notée $h_e(a(n))$, impulsion de fréquence de longueur $L T$, avec L entier supérieur ou égal à 1, et dont la forme dépend explicitement de la valeur de $a(n)$,
pondérer l'impulsion de fréquence $h_e(a(n), t)$ par la variation de phase
5 totale associée à $a(n)$, cette variation de phase totale étant de la forme $\pi(2a(n) - (M-1))/M$ avec $a(n) = 0, 1, \dots, M-1$, et pour un symbole de valeur m , avec $0 \leq m < M$ ont une forme correspondant à une combinaison de $2K + 1$ impulsions élémentaires :

$$h_e(m, t) = \sum_{i=1}^K w_e(m, i) (g(+a_{e, m, i}, \sigma_{e, m, i}, t) + g(m, -a_{e, m, i}, \sigma_{e, m, i}, t)) + \left(1 - 2 \sum_{i=1}^K w_e(m, i)\right) g(0, \sigma_{e, m, 0}, t)$$

où la fonction g est une fonction continue, d'écart-type σ et pondération $w(i)$ optimisés, a_e est le symbole ainsi que plusieurs de ses dérivées successives afin de limiter la largeur de spectre du signal émis et a une intégrale égale à 1, K le degré de liberté associé au poids $w(i)$,

- appliquer la somme des impulsions pondérées successives à l'entrée d'un oscillateur commandé par tension (25), afin de générer le signal à émettre,
- filtrer (23) à la réception le signal reçu par un filtre unique de réponse impulsionnelle $C_0(t)$ quel que soit le nombre d'états de la modulation,
- les paramètres des impulsions de fréquence $h_e(a(n), t)$ et $C_0(t)$ étant ajustés de manière à minimiser l'interférence inter-symboles.

La fonction $g(a, \sigma, t)$ est, par exemple, une gaussienne normalisée de moyenne a , point autour duquel est centrée la fonction d'écart-type σ , et t un instant donné.

- La fonction $g(a, \sigma, t)$ est, par exemple, une gaussienne normalisée de moyenne a et d'écart-type σ ou toute autre fonction de largeur et de position ajustables ayant suffisamment de degrés de continuité.

Le filtre de réception de réponse impulsionnelle $C_0(t)$ peut être construit de la manière suivante :

choisir une impulsion de réception $h_r(t)$ construite selon la même méthode que les impulsions $h_e(m, t)$, à savoir :

5

$$h_r(t) = \sum_{i=1}^K w_r(i) (g(+a_{r,i}, \sigma_{r,i}, t) + g(-a_{r,i}, \sigma_{r,i}, t)) + \left(1 - 2 \sum_{i=1}^K w_r(i)\right) g(0, \sigma_{r,0}, t)$$

où la fonction g est une fonction continue, d'écart-type σ et pondération $w(i)$ optimisés, a_e est le symbole ainsi que plusieurs de ses dérivées successives afin de limiter la largeur de spectre du signal émis et a

10 une intégrale égale à 1, K le degré de liberté associé au poids $w(i)$,

calculer l'intégrale de $h_r(t)$, notée $f_r(t)$:

$$f_r(t) = \int_{-\infty}^t h_r(x) dx$$

puis la fonction $S_0(t)$, donnée par :

15

$$\begin{aligned} S_0(t) &= \sin\left(\frac{\pi}{2} f_r(t)\right) & 0 \leq t \leq L T \\ S_0(t) &= \sin\left(\frac{\pi}{2} (1 - f_r(t - L T))\right) & L T \leq t \leq 2 L T \end{aligned}$$

et enfin la composante du filtre adapté $C_0(t)$:

20

$$C_0(t) = \prod_{i=0}^{L-1} S_0(t + i T)$$

L'invention concerne un procédé de démodulation mettant en œuvre les étapes du procédé exposées ci-avant dans le cas où la fonction $g(a, \sigma, t)$ est une gaussienne normalisée de moyenne a et d'écart-type σ ou toute autre fonction de largeur et de position ajustables ayant suffisamment de

5 degrés de continuité

Selon un mode de réalisation, le procédé peut comporter l'insertion de filtres passe-bande insérés à l'émission et / ou à la réception pour limiter la largeur de bande du signal émis et / ou éviter de recevoir des brouilleurs décalés en fréquence. L'optimisation des coefficients définissant les

10 impulsions de fréquence $h_e(m, t)$ ou $h_e(a(n), t)$ et le filtre de réception $C_0(t)$ est faite pour minimiser l'interférence inter-symboles en tenant compte de l'influence du ou des filtre(s) interposé(s).

L'invention concerne aussi un système permettant la mise en œuvre du procédé selon l'invention, ledit système de modulation à amplitude

15 constante et phase continue de données numériques et de démodulation dudit signal modulé, lesdites données se présentant sous la forme de symboles pouvant prendre un nombre M d'états supérieur à 2, caractérisé en ce qu'il comporte au moins les éléments suivants :

- un module d'émission, comportant un banc de filtres ayant une fonction

20 de transfert déterminée par la mise en œuvre du procédé exposé ci-avant,

- un sommateur combinant lesdits symboles modulés,
- un oscillateur commandé en tension,
- un filtre unique de réponse impulsionnelle $C_0(t)$ quel que soit le nombre

25 d'états de la modulation, les valeurs de $C_0(t)$ étant obtenues en exécutant les étapes du procédé.

D'autres caractéristiques et avantages du procédé et du système selon l'invention apparaîtront mieux à la lecture de la description qui suit d'un

30 exemple de réalisation donné à titre illustratif et nullement limitatif annexé des figures qui représentent :

- La figure 1, la production d'un signal pour les modulations à phase continue,
- La figure 2 la représentation de l'impulsion générée par un bit unique

35 en sortie de filtre,

- La figure 3, un exemple de récepteur selon l'état de l'art connu,
- La figure 4a, un exemple de constellation (valeurs de $D(nT)$ dans la figure 3), pour le cas à 4 états et la figure 4b, un exemple de constellation obtenue pour le cas à 8 états,
- 5 • La figure 5 un exemple d'architecture d'émetteur selon l'invention
- La figure 6a, les impulsions de fréquence $h_e(0)$, $h_e(1)$, $h_e(2)$ et $h_e(3)$ au niveau de l'émetteur dans le cas d'une modulation à 4 états, la figure 6b, la réponse impulsionnelle du filtre adapté à la réception, la figure 6c, le spectre en fréquence pour une modulation binaire, la figure 6d,
- 10 le spectre en fréquence pour une modulation à 4 états et plus,
- Les figures 7a, 7b, 7c et 7d, les constellations finales obtenues après démodulation d'un signal modulé et démodulé en exécutant les étapes du procédé selon l'invention,
- La figure 8, un exemple de spectre en fréquence confiné, et
- 15 • La figure 9, la constellation obtenue lorsque le spectre en fréquence est confiné.

Afin de mieux faire comprendre l'objet de la présente invention, le Demandeur va décrire un système d'émission-réception pour un signal numérique modulé avec une modulation à amplitude constante ou quasi-constante de type CPM. Pour cela, un rappel sur les principes des modulations CPM, vont être exposés dans un premier temps.

Rappel sur les modulations à phase continue (CPM)

La figure 1 représente un schéma de modulation à phase continue. Les données à transmettre se présentent sous la forme d'une suite ou succession de symboles $a(n)$. Un ou plusieurs bits sont associés à un symbole à transmettre. Si le symbole $a(n)$ véhicule un bit d'information, sa constellation comportera deux états, s'il véhicule deux bits, sa constellation comportera quatre états et ainsi de suite, pour un symbole véhiculant n bits,

30 sa constellation comportera 2^n états. La durée d'un symbole est T ; l'inverse de T , exprimé en BAUDS, est la vitesse de modulation.

Pour une série d'impulsions de Dirac espacées les unes des autres d'une durée égale à T , à savoir $a(n) \delta(t - nT)$: les valeurs des symboles $a(n)$ définissent l'information à transmettre via cette série d'impulsions.

Pour une modulation binaire, les symboles $a(n)$ ne prennent que les valeurs 0 ou 1. La valeur 0 donne lieu à une rotation de phase de $h \pi$ et la valeur 1 à une rotation de phase de $-h \pi$.

La constante h est appelée l'indice de modulation et vaut le plus
5 souvent $1/2$.

Soit enfin une impulsion décrite par une fonction $h(t)$ définie sur une durée égale à $L T$ (L entier) et nulle ailleurs et dont l'intégrale de 0 à $L T$ vaut 1.

La suite des impulsions de Dirac, après transformation en rotations de
10 phase, est convoluée avec (filtrée par) $h(t)$, 1, et le résultat attaque un modulateur 2 de fréquence (appelé aussi VCO pour "Voltage Controlled Oscillator") qui génère un signal centré sur la fréquence d'émission et décalé par rapport à elle d'une quantité proportionnelle à son entrée.

Le signal de sortie du modulateur de fréquence est donné par la
15 formule :

$$S(t) = \cos \left(2 \pi F_0 t + \sum_{n=-\infty}^{\infty} a(n) \int_{-\infty}^t h(x - n T) dx \right) \quad (1)$$

En notation complexe, plus condensée et plus commode à manipuler,
20 la relation (1) devient :

$$S(t) = \prod_{n=-\infty}^{\infty} e^{j a(n) f(t - n T)} \quad (2)$$

où la fonction $f(t)$ est l'intégrale de $h(t)$, valant 0 pour t négatif et 1 si t est
25 supérieur à $L T$, le symbole $\prod$ correspond à la multiplication.

La figure 2 illustre un exemple d'impulsion $h(t)$ et $f(t)$ avec $L = 3$, qui est une Gaussienne d'écart-type $0.35 T$.

30 La démodulation cohérente nécessite de connaître la "phase de référence" de la porteuse, afin de s'assurer qu'un signal émis avec une phase donnée soit bien vu par le récepteur avec la même phase. Elle

nécessite donc un système d'estimation de la phase qui utilise souvent des symboles connus a priori insérés dans le signal modulé.

Un schéma de récepteur selon l'art antérieur possible est illustré à la figure 3.

Le signal $S(t)$ reçu par le démodulateur auquel se rajoute du bruit lié à la transmission est filtré par un filtre adapté 10, c'est-à-dire un filtre linéaire optimal permettant de maximiser le rapport signal à bruit. Le résultat de cette opération $X(t)$ est ensuite transmis à un module 11 qui estime la rotation de phase apportée par le canal de transmission et le récepteur, la sortie de ce module multiplie $X(t)$ à l'aide d'un module de multiplication complexe 12 par le conjugué de la rotation de phase estimée. Le signal $X(t)$ est aussi mis en entrée d'un module 13 qui estime l'instant d'échantillonnage optimum (synchronisation symbole). Le signal $X(t)$, après correction de phase est ensuite transmis à un module de prise de décision 14 qui reçoit un signal de synchronisation au rythme symbole 13, ce qui permet de déterminer la valeur du symbole décidé $D(nT)$ reçu à l'instant nT .

Les constellations obtenues pour les signaux $D(nT)$ sont représentées aux figures 4a, 4b. Il existe en fait, dans cet exemple, deux constellations distinctes, selon la parité du symbole courant. C'est pourquoi les figures 4a, 4b montrent les deux constellations séparément, respectivement dans les cas à 4 états et à 8 états.

En théorie, en l'absence d'interférences intersymboles, les constellations devraient comporter uniquement 2, 4, 8 ou 16 points régulièrement répartis sur un cercle centré à l'origine, le nombre de points étant égal au nombre d'états.

Le simple examen visuel de ces figures 4a et 4b (obtenues dans le cas où le signal n'est pas bruité) montre à quel point il peut être difficile de décider de la valeur du symbole courant parmi 4 (8) possibilités du fait de l'interférence pouvant exister entre les symboles. Cette interférence est inévitable lorsque la durée $L T$ de l'impulsion de fréquence est supérieure à

T, durée d'un symbole, et amplifiée par l'effet de traînage du filtre adapté 10 dans la figure 3.

La figure 5 représente un exemple d'architecture pour un émetteur
5 selon l'invention.

L'information à émettre se présente, comme il a été dit, sous la forme d'une succession de symboles $a(n)$, la valeur du symbole à émettre étant ici par convention égale à 0, 1, ... M-1. Par exemple, l'information peut se présenter sous la forme d'une suite d'impulsions de Dirac. La suite $a(n)\delta(t-nT)$
10 est transmise d'une part à un module de rotation de phase 21 produisant en sortie la valeur $\theta(n)=\pi[2 a(n) - (M-1)] / M$ et en parallèle à un démultiplexeur 22. A partir de cette valeur $\theta(n)$ et de la séquence de symboles, le démultiplexeur 22 extrait les phases $\theta(n)$ constituant une traduction de l'information à émettre. Chacune des phases extraites est
15 transmise à un filtre donné dans un banc de M filtres 23 dont la fonction de transfert $h_e(m, t)$ possède une structure qui est détaillée plus loin dans la description. Ce banc de filtres a notamment pour fonction de moduler les symboles avant de les transmettre individuellement à un sommateur 24 qui combine les symboles $a'(n)$ modulés avant de les transmettre à un oscillateur
20 commandé en tension ou VCO 25 et à un module d'émission 26.

Le récepteur est identique à celui décrit figure 3 avec comme différence essentielle, le fait que l'interférence inter-symboles présente dans le signal $D(n T)$ est extrêmement réduite, ce qui simplifie le récepteur qui n'a
25 plus besoin de compenser ladite interférence inter-symboles.

Constatation préliminaire

Dans une version antérieure de l'invention, le rapport signal / bruit "intrinsèque" (lié à l'interférence inter-symboles résiduelle) est de l'ordre de
30 20 dB. Ce qui signifie que ce bruit sera présent que la liaison soit bonne ou qu'elle soit mauvaise.

Par exemple, il est la cause d'une dégradation des performances qui peut être non négligeable : si le bruit extérieur est à 20 dB en dessous du signal; le bruit intrinsèque (de même intensité) vient s'y rajouter si bien que
35 les performances sont ce qu'elles seraient avec un rapport signal/bruit de 17

dB sans bruit intrinsèque. Il convient donc de diminuer sensiblement ce bruit ce qui est l'objet même de la présente invention.

5

Du côté émetteur

L'idée consiste à modifier dans un premier temps le modulateur selon l'art antérieur de la partie émetteur qui utilisait une fonction $h_e(t)$ égale à une combinaison de $K + 1$ gaussiennes, donnée par :

10

$$h_e(t) = \sum_{i=0}^K w(i) h(t - i T)$$

avec

$$\sum_{i=0}^K w(i) = 1$$

Il y avait donc K degrés de liberté pour choisir les "poids" $w(i)$ ou coefficients de pondération des gaussiennes combinées.

L'idée directrice de la présente invention consiste à augmenter le nombre de degrés de liberté pour parfaire l'optimisation.

Afin de mieux illustrer le procédé et le système selon l'invention, l'explication va être donnée en prenant comme fonction de base une gaussienne notée $g(a, \sigma, t)$, à savoir la gaussienne normalisée, centrée en a et d'écart-type σ . Sans sortir du cadre de l'invention la fonction peut aussi être toute fonction de largeur et de position ajustables ayant un nombre de degrés de continuité donné.

La fonction $h_e(t)$ sera remplacée par une combinaison symétrique de $2K + 1$ gaussiennes de moyennes, écart-type σ et pondération $w(i)$ optimisés et ce, en fonction de la valeur m du symbole à transmettre ($0 \leq m < M$) avec $M = 2, 4, 8, 16$ selon les cas :

30

$$h_e(m, t) = \sum_{i=1}^K w_e(m, i) (g(+a_{e, m, i} \sigma_{e, m, i} t) + g(-a_{e, m, i} \sigma_{e, m, i} t)) + \left(1 - 2 \sum_{i=1}^K w_e(m, i)\right) g(0, \sigma_{e, m, 0} t)$$

Le nombre de degrés de liberté passe alors à $3K + 1$, pour chacune des $M / 2$ impulsions de fréquence, ce qui permet l'optimisation plus poussée. $M / 2$ car les impulsions de fréquence pour une variation de phase

données sont l'opposé de celles pour une variation de phase contraire. Si, à l'indice m est associée une variation de phase de $\theta(n)$, généralement donnée par :

$$\theta(m) = \frac{\pi}{M} (2m - (M - 1))$$

$$\theta(m) = \frac{\pi}{M} (2m - (M - 1))$$

et que le support de $h_e(m, t)$ vaut $L T$ (T = durée du symbole), la fréquence instantanée à l'instant τ sera alors donnée par :

$$f(n T + \tau) = \sum_{i=0}^{L-1} \theta(m_{n-i}) h_e(m_{n-i}, \tau + i T) \text{ pour } 0 \leq \tau \leq T$$

où m_n est la valeur du symbole courant à émettre à l'instant $n T$.

Les différentes valeurs de forme d'onde ainsi obtenues seront, par exemple, mémorisées dans une mémoire morte pour générer numériquement les impulsions de fréquence à émettre.

La variation de phase associée à chaque symbole $a(n)$ formant l'information à transmettre est filtrée via le filtre $h_e(a(n), t)$ avant d'être transmise à un sommateur, puis au VCO.

Du côté récepteur,

Dans l'article cité en introduction, il est démontré que, dans le cas binaire, le signal CPM peut être décomposé en impulsions élémentaires réelles modulées en phase et que la première d'entre elles, notée $C_0(t)$ véhicule la majeure partie de l'énergie du signal. D'après la théorie de la modulation, si elle véhiculait la totalité de l'énergie du signal, elle coïnciderait avec le filtre adapté au signal, celui qui maximise le rapport signal / bruit. Sinon, c'en est généralement une très bonne approximation, du moins pour les CPM à base de gaussienne. C'est cette approximation qui va être choisie pour expliciter les étapes du procédé permettant de déterminer les coefficients des filtres de modulation et de démodulation.

Dans le cas d'une modulation d'indice moyen h égal à $1/2$, le procédé fait l'approximation suivante : un filtre adapté pour un signal binaire, le sera aussi pour des modulations à 4, 8, 16 états ayant le même indice moyen.

Par conséquent, à la réception, le filtre adapté sera calculé pour une fonction $h_r(t)$ donnée par une équation similaire à celle utilisée pour le filtre d'émission :

$$h_r(t) = \sum_{i=1}^K w_r(i) (g(+a_{r,i}, \sigma_{r,i}, t) + g(-a_{r,i}, \sigma_{r,i}, t)) + \left(1 - 2 \sum_{i=1}^K w_r(i)\right) g(0, \sigma_{r,0}, t)$$

Avec a_r le point autour duquel est centré la gaussienne g , $\sigma_{r,i}$ l'écart type de cette gaussienne en réception et t un instant donné.

En l'occurrence, le procédé détermine d'abord l'intégrale de $h_r(t)$, notée $f_r(t)$:

$$f_r(t) = \int_{-\infty}^t h_r(x) dx$$

puis la fonction $S_0(t)$, donnée par :

$$\begin{aligned} S_0(t) &= \sin\left(\frac{\pi}{2} f_r(t)\right) & 0 \leq t \leq L T \\ S_0(t) &= \sin\left(\frac{\pi}{2} (1 - f_r(t - L T))\right) & L T \leq t \leq 2 L T \end{aligned}$$

5

et enfin la composante du filtre adapté $C_0(t)$:

$$C_0(t) = \prod_{i=0}^{L-1} S_0(t + i T)$$

$$C_0(t) = \prod_{i=0}^{L-1} S_0(t + i T)$$

10

avec $\prod$ le symbole mathématique représentant le produit des fonctions S_0 sur L où LT est la durée d'un symbole.

15 **Procédure d'optimisation et résultats.**

Le calcul théorique des paramètres des différentes gaussiennes intervenant à l'émission et à la réception est quasi impossible.

Noter qu'il n'est fait qu'une fois, lors de la conception du système.

20 On utilise plutôt un algorithme itératif avec contraintes dont le principe est de maximiser le rapport signal / interférences en sortie du filtre adapté.

On part de valeurs tirées au hasard au voisinage de valeurs "raisonnables" et on modifie progressivement les paramètres en gardant les modifications qui améliorent le résultat.

25 On n'optimise simultanément les paramètres à l'émission ET à la réception (coefficients a , σ , w_i) que pour la modulation nécessitant le rapport signal / bruit le plus élevé. Dans l'exemple donné, on considère la modulation à 8 états.

Pour toutes les autres modulations, on garde le filtre $C_0(t)$ ainsi obtenu et l'on n'optimise que les paramètres d'émission.

- Sachant que ce type de modulation a une largeur de bande supérieure à celle d'une GMSK classique, la contrainte consistera à rejeter
 5 tout jeu de paramètres conduisant à une "largeur de bande" B supérieure à une valeur maximale $B_{\max}$, dépendant du nombre d'états de la modulation.

Si $h(f)$ est le spectre en fréquence de la modulation, le critère sera donc le suivant :

10
$$B = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |h(f)|^2 df} \leq B_{\max}(M)$$

Plusieurs formes d'onde -en fait très peu différentes- selon les spécifications système peuvent ainsi être définies.

- 15 Les étapes qui ont été explicitées précédemment, peuvent être exécutées pour toute fonction de base présentant suffisamment de degrés de continuité, par exemple en remplaçant la gaussienne par une fonction de Bessel modifiée :

$$b(p, m, \sigma, t) = I_0 \left(p \sqrt{1 - \frac{(t - m)^2}{\sigma^2}} \right)$$

20

La suite de la description donne plusieurs exemples chiffrés de mise en œuvre du procédé pour déterminer les valeurs des paramètres pour les fonctions dont la combinaison forme un filtre.

- 25 Pour la suite de l'exemple de la description, on a pris un nombre $K = 1$, c'est-à-dire que l'impulsion de fréquence est la somme d'une gaussienne principale dont on retranche de part et d'autre deux gaussiennes identiques.

Par exemple, pour une énergie hors bande maximum de -35 dB et un rapport S/B minimum de 27 dB, on obtient les résultats suivants :

- les fonctions de modulation $h_e(m, t)$ (ici mises bout à bout pour $M = 4$) montrées figure 6 a ;
- 5 - la réponse impulsionnelle du filtre adapté, côté réception, $C_0(t)$ montrée figure 6 b ;

Le "filtre adapté", a, après optimisation, les paramètres suivants :

$ \begin{aligned} K &= 1 \\ \sigma_{r,0} &= 0.310 \\ w_r(1) &= -1.760 \\ a_{r,1} &= 0.739 \\ \sigma_{r,1} &= 0.142 \end{aligned} $
--

10

- le spectre en fréquence pour une modulation binaire (l'unité de fréquence est la vitesse de modulation, en bauds) , figure 6 c ;

- le spectre en fréquence pour $M = 4, 8, 16$ états (c'est quasiment le même dans les trois cas) figure 6 d ;

- 15 - et enfin les (paires de) constellations obtenues pour $M = 2, 4, 8$ et 16 états , figures 7 a, 7 b, 7 c et 7 d.

Pour $M = 2$, paramètres après optimisation pour $h_e(0, t)$, tenant compte du fait que $h_e(1, t) = h_e(0, t)$:

$ \begin{aligned} K &= 1 \\ \sigma_{e,0,0} &= 0.370 \\ w_{e,0}(1) &= -6.240 \\ a_{e,0,1} &= 0.723 \\ \sigma_{e,0,1} &= 0.142 \end{aligned} $
--

20

Pour $M = 4$, paramètres après optimisation pour $h_e(0, t)$ et $h_e(1, t)$, tenant compte du fait que $h_e(3, t) = h_e(0, t)$ et $h_e(2, t) = h_e(1, t)$:

$$\begin{array}{l}
 K = 1 \\
 \sigma_{e,0,0} = 0.305 \quad \sigma_{e,1,0} = 0.321 \\
 w_{e,0}(1) = -1.280 \quad w_{e,1}(1) = -0.803 \\
 a_{e,0,1} = 0.796 \quad a_{e,1,1} = 0.673 \\
 \sigma_{e,0,1} = 0.140 \quad \sigma_{e,1,1} = 0.137
 \end{array}$$

Pour $M = 8$, paramètres après optimisation pour $h_e(0, t)$, $h_e(1, t)$, $h_e(2, t)$ et $h_e(3, t)$ tenant compte du fait que $h_e(7, t) = h_e(0, t)$, $h_e(6, t) = h_e(1, t)$, $h_e(5, t) = h_e(2, t)$ et $h_e(4, t) = h_e(3, t)$:

$$\begin{array}{l}
 K = 1 \\
 \sigma_{e,0,0} = 0.309 \quad \sigma_{e,1,0} = 0.311 \quad \sigma_{e,2,0} = 0.310 \quad \sigma_{e,3,0} = 0.310 \\
 w_{e,0}(1) = -1.450 \quad w_{e,1}(1) = -1.238 \quad w_{e,2}(1) = -0.7010 \quad w_{e,3}(1) = -0.409 \\
 a_{e,0,1} = 0.803 \quad a_{e,1,1} = 0.757 \quad a_{e,0,2} = 0.674 \quad a_{e,1,3} = 0.720 \\
 \sigma_{e,0,1} = 0.142 \quad \sigma_{e,1,1} = 0.142 \quad \sigma_{e,0,2} = 0.142 \quad \sigma_{e,1,3} = 0.142
 \end{array}$$

Le rapport S/B intrinsèque obtenu présente une amélioration d'au moins 7 dB par rapport à la solution proposée dans un brevet précédent.

- 10 $M = 2$ états: SNRi > 47 dB
 $M = 4$ états: SNRi > 33 dB
 $M = 8$ états: SNRi > 28 dB
 $M = 16$ états: SNRi > 27 dB

15 **Caractéristiques spectrales.**

- Les spectres en fréquence montrés dans le paragraphe précédent présentent une décroissance forte et continue si l'on s'éloigne de la porteuse, ce qui est caractéristique d'une modulation basée sur des fonctions gaussiennes dont toutes les dérivées sont continues à n'importe ordre.
- 20 Cependant, le fait que les impulsions de fréquence utilisées présentent des variations temporelles plus rapides qu'une gaussienne unique a pour conséquence que le spectre en fréquence est plus large.

- Il est possible de limiter le spectre en fréquence à sa partie centrale
- 25 en filtrant le signal juste avant le modulateur. Ceci se traduit par le fait que l'amplitude du signal émis n'est plus strictement constante et ceci se traduit par un "facteur crête" (rapport entre la puissance maximale à émettre et la

puissance moyenne émise) évolue entre 1 et 1.5 dB si le filtre est bien choisi, ce qui est tout à fait acceptable. L'amplificateur de puissance doit être "un peu" linéaire et il est toujours possible de pré-distordre le signal modulé pour compenser quasi totalement sa non-linéarité. En utilisant le même filtre à la
5 réception, les performances sont à peine dégradées.

La figure 8 représente le spectre en fréquence après filtrage (le facteur crête est de 1.3 dB) dans le cas à 8 états. On peut vérifier que la pollution des canaux adjacents par un brouilleur puissant sera beaucoup plus faible qu'auparavant.

10 Sur la figure 9 est représentée la constellation obtenue toujours avec 8 états : la dégradation par rapport au cas sans filtrage est insignifiante, alors que les paramètres d'émission et de réception n'ont pas été modifiés.

Si le filtre utilisé à l'émission après le modulateur et le filtre utilisé en
15 réception avant le filtre adapté sont bien caractérisés, l'optimisation des différents coefficients peut être refaite afin de tenir compte de leur présence.

Le procédé selon l'invention présente notamment les avantages suivants :

20 **Du côté de l'Emission**

Maximiser l'efficacité de l'émission grâce à une modulation à enveloppe constante

Maximiser le débit transmis grâce à une modulation à plus de 2 états

Ne pas nécessiter d'émetteur ayant une bonne linéarité

25

Du côté de la Réception

Avoir un récepteur aussi simple que possible même pour une modulation à plus de deux états (4, 8 ou 16).

Obtenir des performances très proches des performances théoriques

30 Pouvoir utiliser les algorithmes classiquement mis en œuvre pour les modulations dites "linéaires", par exemple un égaliseur de type quelconque pour lutter contre les aléas de propagation.

REVENDICATIONS

5 1 – Procédé de modulation à amplitude constante et phase continue de données numériques et de démodulation dudit signal modulé, lesdites données se présentant sous la forme de symboles pouvant prendre un nombre M d'états supérieur à 2, caractérisé en ce qu'il comporte au moins les étapes suivantes :

- 10 • récupérer les symboles $a(n)$ de données numériques à transmettre, se présentant avec un intervalle temporel T constant,
- associer à chaque symbole $a(n)$ une impulsion de fréquence notée $h_e(a(n))$, impulsion de fréquence de longueur L T, avec L entier supérieur ou égal à 1, et dont la forme dépend explicitement de la valeur de $a(n)$,

15 pondérer l'impulsion de fréquence $h_e(a(n), t)$ par la variation de phase totale associée à $a(n)$, cette variation de phase totale étant de la forme $\pi(2a(n) - (M-1))/M$ avec $a(n) = 0, 1, \dots, M-1$, et pour un symbole de valeur m, avec $0 \leq m < M$ ont une forme correspondant à une combinaison de $2K + 1$ impulsions élémentaires :

20

$$h_e(m, t) = \sum_{i=1}^K w_e(m, i) (g(+a_{e, m, i} \sigma_{e, m, i} t) + g(m, -a_{e, m, i} \sigma_{e, m, i} t)) + \left(1 - 2 \sum_{i=1}^K w_e(m, i)\right) g(0, \sigma_{e, m, 0} t)$$

où la fonction g est une fonction continue, d'écart-type σ et pondération $w(i)$ optimisés, a_e est le symbole ainsi que plusieurs de ses dérivées successives afin de limiter la largeur de spectre du signal émis et a

25 une intégrale égale à 1, K le degré de liberté associé au poids $w(i)$,

- appliquer la somme des impulsions pondérées successives à l'entrée d'un oscillateur commandé par tension (25), afin de générer le signal à émettre,

- filtrer (23) à la réception le signal reçu par un filtre unique de réponse impulsionnelle $C_0(t)$ quel que soit le nombre d'états de la modulation,
- les paramètres des impulsions de fréquence $h_e(a(n), t)$ et $C_0(t)$ étant ajustés de manière à minimiser l'interférence inter-symboles.

5

2 – Procédé selon la revendication 1 caractérisé en ce que la fonction $g(a, \sigma, t)$ est une gaussienne normalisée de moyenne a , point autour duquel est centrée la fonction et d'écart-type σ , t un instant donné.

10

3 – Procédé selon la revendication 1 caractérisé en ce que la fonction $g(a, \sigma, t)$ est une fonction de largeur et de position ajustables ayant un nombre de degrés de continuité donné.

4 – Procédé selon la revendication 1 où le filtre de réception de réponse impulsionnelle $C_0(t)$ est construit de la manière suivante :
choisir une impulsion de réception $h_r(t)$ construite selon la même méthode que les impulsions $h_e(m, t)$, à savoir :

$$h_r(t) = \sum_{i=1}^K w_r(i) (g(+a_{r,i}, \sigma_{r,i}, t) + g(-a_{r,i}, \sigma_{r,i}, t)) + \left(1 - 2 \sum_{i=1}^K w_r(i)\right) g(0, \sigma_{r,0}, t)$$

où la fonction g est une fonction continue, d'écart-type σ et pondération $w(i)$ optimisés, a_e est le symbole ainsi que plusieurs de ses dérivées successives afin de limiter la largeur de spectre du signal émis et a une intégrale égale à 1, K le degré de liberté associé au poids $w(i)$,
calculer l'intégrale de $h_r(t)$, notée $f_r(t)$:

25

$$f_r(t) = \int_{-\infty}^t h_r(x) dx$$

puis la fonction $S_0(t)$, donnée par :

$$\begin{aligned} S_0(t) &= \sin\left(\frac{\pi}{2} f_r(t)\right) & 0 \leq t \leq L T \\ S_0(t) &= \sin\left(\frac{\pi}{2} (1 - f_r(t - L T))\right) & L T \leq t \leq 2 L T \end{aligned}$$

5

et enfin la composante du filtre adapté $C_0(t)$:

$$C_0(t) = \prod_{i=0}^{L-1} S_0(t + i T)$$

10

5 – Procédé selon la revendication 4 où la fonction $g(a, \sigma, t)$ est une gaussienne normalisée de moyenne a et d'écart-type σ .

6 – Procédé selon la revendication 4 caractérisé en ce que la fonction
15 ou toute autre fonction $g(a, \sigma, t)$ est une fonction de largeur et de position ajustables de degrés de continuité donnés.

7 – Procédé selon la revendication 1 caractérisé en ce qu'il comporte
au moins un filtre passe-bande inséré au niveau de l'étape d'émission
20 et / ou au niveau de l'étape de réception, lesdits filtres étant adaptés à limiter la largeur de bande du signal émis et / ou éviter de recevoir des brouilleurs décalés en fréquence.

- 8 – Système de modulation à amplitude constante et phase continue de données numériques et de démodulation dudit signal modulé, lesdites données se présentant sous la forme de symboles pouvant prendre un nombre M d'états supérieur à 2, caractérisé en ce qu'il comporte au moins
- 5 les éléments suivants :
- un module d'émission (26), comportant un banc de filtres (23) ayant une fonction de transfert déterminée par la mise en œuvre du procédé selon l'une des revendications 1 à 7,
 - un sommateur (24) combinant lesdits symboles modulés,
 - 10 • un oscillateur commandé en tension (25),
 - un filtre unique (10) de réponse impulsionnelle $C_0(t)$ quel que soit le nombre d'états de la modulation, les valeurs de $C_0(t)$ étant obtenues en exécutant les étapes du procédé selon l'une des revendications 1 à 8.