

# Turbo-FSK : une nouvelle technique de communication montante pour les réseaux longue portée basse consommation

Yoann ROTH<sup>1</sup>, Jean-Baptiste DORÉ<sup>1</sup>, Laurent ROS<sup>2</sup>, Vincent BERG<sup>1</sup>

<sup>1</sup>CEA-Leti Minatec

17 rue des Martyrs, 38054 Grenoble Cedex 9, France

<sup>2</sup>Univ. Grenoble Alpes, GIPSA-Lab

11 rue des mathématiques, Grenoble Campus, BP 46, F-38000 Grenoble, France

{yoann.roth, jean-baptiste.dore, vincent.berg}@cea.fr,  
laurent.ros@gipsa-lab.grenoble-inp.fr

**Résumé** – L’internet des objets a pour vocation de connecter des milliards de terminaux entre eux. Ces derniers doivent être bon marché, économes en énergie, et capables de communiquer même à très longue portée. Alors que les technologies actuelles de communications machine-to-machine ont tendance à utiliser les techniques de répétition ou d’étalement afin de répondre aux contraintes notamment en termes de sensibilité, ce papier propose une utilisation plus sophistiquée de la répétition dans une technique dénommée Turbo-FSK. Cette dernière implique l’utilisation d’une modulation orthogonale de fréquence FSK et d’un turbo décodage spécifique aux formes d’onde FSK au niveau du récepteur. On montre alors qu’une communication robuste est possible même avec un émetteur très simple, la complexité étant déportée au niveau du récepteur. Les résultats de simulations sont comparés à des techniques de références, dont celles utilisant la répétition, démontrant qu’un gain significatif est obtenu même avec des petites tailles de paquets.

**Abstract** – The Internet of Things aims to connect several billions of devices. Terminals are expected to be low cost, low power, and to be able to achieve successful communication at long range. While current Machine-to-Machine technologies tend to use spreading factors to meet the required specifications, we propose a more sophisticated use of redundant waveforms in a scheme called Turbo-FSK. This scheme involves Frequency-Shift-Keying (FSK) modulation at the transmission, and a turbo-decoding dedicated to the FSK waveforms at the receiver. Highly robust communication is achieved with a mere transmitter, as complexity is deported on the receiver side. Results are compared to common modulations using spreading factors, showing a significant gain in performance is achieved even with small packet sizes.

## 1 Introduction

Les communications dites Machine-to-Machine (M2M) sont en développement exponentiel, et on attend plusieurs milliards d’objets connectés à l’Internet des Objets (IdO) dans les années à venir [1]. Dans ce contexte, la mise en place d’un nouveau réseau longue portée basse consommation est nécessaire afin de respecter les contraintes au niveau du terminal : faible consommation, faible coût et longue portée. Le choix de la couche physique est alors critique et cette dernière doit être sélectionnée de telle sorte que la communication soit robuste et fonctionnelle même à de très faibles niveaux de sensibilités. Par ailleurs, les cellules contiendront un très grand nombre de nœuds émettant chacun de façon sporadique, on s’attend donc à un faible débit par terminal. C’est le scénario envisagé par les premières solutions industrielles pour l’IdO [2] [3].

Les modulations orthogonales d’ordre  $M$  sont un choix naturel pour les communications bas débit et contraintes en énergie. Efficace énergétiquement, elles atteignent la limite théorique de la capacité, énoncée par Claude Shannon, pour une taille d’alphabet infini [4], et donc des durées de forme d’onde infinies. Ceci n’étant pas réalisable, une alternative pour améliorer l’efficacité énergétique de la transmission est le codage

canal, et particulièrement le principe turbo [5].

L’idée d’utiliser des codes orthogonaux dans un schéma de concaténation parallèle avec turbo décodage a été proposé dans [6], en utilisant la famille de codes binaires de Hadamard. Le schéma présenté montre d’excellentes performances pour de grandes tailles de bloc et d’alphabet. Par ailleurs, la modulation de fréquence (Frequency-Shift-Keying, FSK) est un choix intéressant de modulation orthogonale du fait de son enveloppe constante, de la simplicité du modulateur et de sa robustesse aux canaux multi-trajets sélectifs en fréquence. Cette modulation a été utilisé dans un schéma de codage particulier, la Bit-Interleaved-Coded-Modulation avec décodage itératif (BICM-ID) [7], où les étapes de modulation et de codage canal sont séparées par un entrelaceur, afin d’assurer de la diversité à la réception.

Dans ce papier, nous proposons la description et l’analyse d’une nouvelle technique, dénommée Turbo-FSK. L’idée est d’étendre le principe du modem Turbo Hadamard présenté dans [6] à la modulation FSK, en remplaçant les codes binaires de Hadamard par des symboles FSK (non binaires). L’émetteur transmet alors des formes d’onde FSK, interprétées comme des mots de code par le turbo décodeur présent au récepteur. À notre connaissance, la FSK n’a jamais été présentée comme

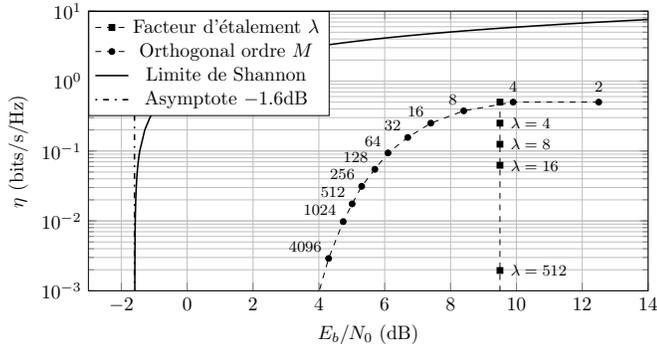


FIGURE 1 – L’efficacité spectrale en fonction de  $E_b/N_0$ , pour différentes modulations et un TEB de  $10^{-5}$ .

une modulation orthogonale potentielle pour prolonger l’idée de [6], et les équations de fonctionnement du décodeur ou les performances n’ont jamais été présentées. En outre, l’utilisation d’une telle stratégie n’a visiblement pas encore été explorée pour le cas des communications bas débit. Dans cette étude, nous allons donc présenter le fonctionnement de l’émetteur, dériver les équations du turbo décodeur, et comparer les performances de la Turbo-FSK à des schémas de référence, notamment les techniques de répétition ou la modulation BICM-ID.

Le papier est organisé de la façon suivante : les motivations nous ayant mené à une telle stratégie sont discutées Partie 2. La Partie 3 présente le modèle du système et la Partie 4 donne les équations de fonctionnement du décodeur. Les résultats de simulations sont présentés Partie 5 et la Partie 6 conclut le papier.

## 2 Motivations

Une technique largement utilisée afin d’améliorer la sensibilité d’un système est la répétition par un facteur  $\lambda$ , appelé facteur d’étalement. À la réception, en présence d’un Bruit Blanc Additif Gaussien (BBAG), le Rapport Signal à Bruit (RSB) en utilisant le facteur d’étalement se trouve égal à

$$\text{RSB}_\lambda^{(\text{dB})} = \text{RSB}_1^{(\text{dB})} - 10 \log_{10}(\lambda), \quad (1)$$

où  $\text{RSB}_1$  est le RSB nécessaire pour décoder l’information sans utiliser de facteur d’étalement. Cependant, le débit de la transmission est réduit d’un facteur  $\lambda$ . On peut remarquer que l’influence du facteur d’étalement est différente si l’on s’intéresse au rapport de l’énergie d’un bit sur la densité spectrale de puissance du bruit, dénoté  $E_b/N_0$  et défini par

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\text{RSB}}{\eta}, \quad (2)$$

où  $\eta$  est l’efficacité spectrale normalisée, en bit/s/Hz. En effet, en posant  $\eta_\lambda = \eta_1/\lambda$ , où  $\eta_\lambda$  est donc l’efficacité spectrale avec facteur d’étalement et  $\eta_1$  celle sans, et en utilisant (1) et (2), on trouve que le gain en RSB grâce au facteur d’étalement est compensé en  $E_b/N_0$  par la réduction du débit. Ce facteur ne permet donc pas d’améliorer l’efficacité énergétique du système, mais seulement sa sensibilité.

La limite de Shannon, ou capacité de Shannon, est le débit maximum possible tout en ayant un Taux d’Erreur Binaire (TEB) arbitrairement faible. Cette limite peut se traduire en termes d’efficacité spectrale, puis de rapport  $E_b/N_0$  par

$$\begin{aligned} \eta &\leq \log_2(1 + \text{RSB}) \\ \Leftrightarrow \frac{E_b}{N_0} &\geq \frac{2^\eta - 1}{\eta}. \end{aligned} \quad (3)$$

Elle est représentée Figure 1, ainsi que les performances de deux types de modulation : les modulations orthogonales d’ordre  $M$ , et la modulation de phase à deux états (BPSK) à laquelle on applique un facteur d’étalement  $\lambda$ . On constate alors que le facteur d’étalement ne permet pas de se rapprocher de la limite, qui correspond à une efficacité énergétique maximale. En revanche, augmenter la taille  $M$  de l’alphabet d’une modulation orthogonale permet de se rapprocher de cette limite. La stratégie adoptée pour la Turbo-FSK est alors de combiner une modulation orthogonale avec le principe turbo, afin de se rapprocher au maximum de la limite de Shannon tout en ayant une taille d’alphabet raisonnable.

## 3 Modèle du système

Le schéma de l’encodeur Turbo-FSK est présenté Figure 2. On considère un bloc de  $P \times r$  bits d’information à transmettre, et le codeur est composé de  $K$  étages. À chaque étage, on applique à une version entrelacée des bits d’information un code convolutif de rendement  $r/(r+1)$  (un bit de parité,  $r$  bits systématiques) tel que proposé dans [6]. Le bit de parité est pris comme étant la sortie d’un accumulateur ayant pour entrée la parité binaire des  $r$  bits d’information. L’utilisation de ce code convolutif implique un partage d’information entre deux mots d’information consécutifs. On obtient alors  $P$  mots de  $r+1$  bits, qui vont être associés à des mots de code FSK. L’alphabet des mots de code  $\mathcal{A}$  est construit à partir de la matrice de la Transformée de Fourier Discrète (TFD) inverse de taille  $2^{r+1} \times 2^{r+1}$ . Une conversion Parallèle-Série (P/S) concatène tout les mots de code de chaque étage en une seule trame  $x$  qui est ensuite transmise dans le canal. L’efficacité spectrale de la Turbo-FSK vaut alors

$$\eta = \frac{r}{K2^{r+1}}. \quad (4)$$

On considère le canal à BBAG, dont la sortie est définie par  $y = x + n$ , où  $n$  est un bruit blanc gaussien complexe centré de variance  $\sigma^2$ .

Le récepteur est représenté Figure 3. Après une conversion Série-Parallèle (S/P), on obtient  $K$  vecteurs  $y^{(k)}$ ,  $k \in [0, \dots, K-1]$

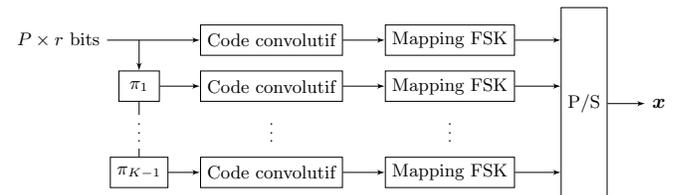


FIGURE 2 – L’émetteur Turbo-FSK

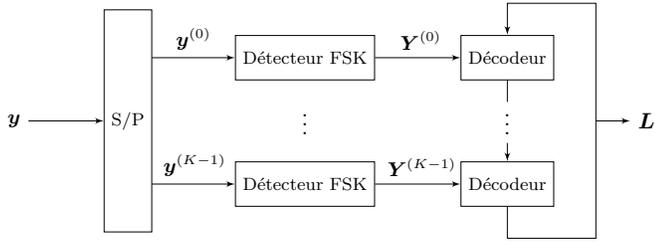


FIGURE 3 – Le récepteur Turbo-FSK

1]. Ils sont chacun composés de  $P$  mots de code FSK ( $\mathbf{y}^{(k)} = [\mathbf{y}^0, \mathbf{y}^1, \dots, \mathbf{y}^{P-1}]$ ). Le bloc détecteur FSK consiste ensuite à réaliser le produit de  $\mathbf{y}^{(k)}$  avec la matrice transposée Hermittienne  $\bar{\mathbf{A}}$ . Ceci est équivalent à réaliser la TFD du vecteur (qui peut être réalisée avec une FFT). On obtient la matrice  $\mathbf{Y}^{(k)}$  de taille  $P \times 2^{r+1}$ , qui sera utilisée comme observation du canal par les décodeurs (dont les calculs sont dérivés Partie 4). Le principe turbo consiste à échanger de façon itérative l'information entre les décodeurs. Après l'entrelacement qui convient, un décodeur utilisera donc l'observation du canal qui lui est associée ainsi que l'information extrinsèque des autres décodeurs (l'information *a priori*) afin de réaliser une estimation des bits d'information. L'information propagée est la matrice  $\mathbf{L}$  des rapports de vraisemblance logarithmiques (RVL), de taille  $P \times r$  et définie par

$$\mathbf{L} = \left\{ L(b_{p,n}) = \log \frac{p(b_{p,n} = 1)}{p(b_{p,n} = 0)} \right\}_{\substack{p \in [0, \dots, P-1] \\ n \in [0, \dots, r-1]}}, \quad (5)$$

où  $p(b_{p,n} = 1)$  (resp.  $p(b_{p,n} = 0)$ ) est la probabilité que le bit  $b_{p,n}$  égale 1 (resp. 0).  $\mathbf{L}$  est initialisée à 0. Le signe de  $L(b_{p,n})$  est directement relié à l'information binaire, et le module correspond à sa vraisemblance. À la fin de chaque itération,  $\mathbf{L}$  contient toute l'information de tous les décodeurs et une décision peut alors être prise.

## 4 Décodage souple de la Turbo-FSK

Afin de réaliser une estimation des bits d'information, chaque décodeur calcule les Probabilités *A Posteriori* (PAP) des bits, en utilisant l'observation du canal et l'information *a priori* provenant des autres décodeurs. On considère le  $p$ -ième mot de code FSK  $\mathbf{y}^p$  du  $k$ -ième étage. Le mot d'information décodé est noté  $\mathbf{d} = \{d_n\}_{n \in [0, \dots, r-1]}$ .  $\mathbf{c}^i$  est un mot de code de l'alphabet  $\mathbf{A}$  et  $\mathbf{b}^i = \{b_n^i\}_{n \in [0, \dots, r-1]}$  est le mot d'information associé.

La PAP d'un mot de code est la probabilité d'avoir ce mot de code connaissant l'observation, avec

$$p(\mathbf{c}^i | \mathbf{y}^p) = \frac{p(\mathbf{y}^p | \mathbf{c}^i) p(\mathbf{c}^i)}{p(\mathbf{y}^p)} \quad (6)$$

d'après la formule de Bayes.  $p(\mathbf{c}^i)$  est la probabilité d'avoir le mot de code  $\mathbf{c}^i$ , ou que le mot d'information décodé  $\mathbf{d}$  soit  $\mathbf{b}^i$ . En considérant que  $\mathbf{y}^p$  et  $\mathbf{c}^i$  sont des vecteurs de taille  $M = 2^{r+1}$  composés de valeurs complexes, on a alors

$$p(\mathbf{c}^i | \mathbf{y}^p) = \frac{1}{p(\mathbf{y}^p)} \prod_{m=0}^{M-1} p(y_m^p | c_m^i) \prod_{n=0}^{r-1} p(d_n = b_n^i). \quad (7)$$

Dans le cas du canal BBAG complexe, on a

$$p(y_m^p | c_m^i) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|y_m^p - c_m^i\|^2 \right\}, \quad (8)$$

le premier produit de (7) devient donc

$$\begin{aligned} \prod_{m=0}^{M-1} p(y_m^p | c_m^i) &= B \exp \left\{ \frac{1}{\sigma^2} \sum_{m=0}^{M-1} \text{Re} \left( y_m^p \cdot \overline{c_m^i} \right) \right\}, \\ &= B \exp \left\{ \frac{1}{\sigma^2} \text{Re} (Y_i^p) \right\}, \end{aligned} \quad (9)$$

où  $\overline{c_m^i}$  est le complexe conjugué de  $c_m^i$ ,  $\text{Re}$  la partie réelle,  $Y_i^p$  la  $i$ -ième composante de la TFD de  $\mathbf{y}^p$  et  $B$  une constante.

En utilisant la définition des RVL de (5) et  $p(d_n = 1) = 1 - p(d_n = 0)$ , on a

$$p(d_n = b_n^i) = C \exp \{ L(d_n)(1 - 2b_n^i)/2 \} \quad (10)$$

avec  $C$  une constante. Au final, en utilisant (9) et (10), (7) devient

$$p(\mathbf{c}^i | \mathbf{y}^p) = D \exp \left\{ \frac{1}{\sigma^2} \text{Re} (Y_i^p) + \sum_{n=0}^{r-1} \frac{1 - 2b_n^i}{2} L(d_n) \right\}, \quad (11)$$

où  $D$  est une constante. Cette expression fait apparaître le résultat de la TFD du mot de code reçu  $\mathbf{y}^p$  (la partie observation du canal, qui n'est calculée qu'une seule fois) et une combinaison particulière des RVL des bits d'information (la partie *a priori*, mise à jour à chaque itération). Ainsi, en fournissant le résultat de la TFD ainsi que la matrice  $\mathbf{L}$ , les PAP de tous les mots de code  $\mathbf{c}^i$  de l'alphabet peuvent être calculées avec (11).

Comme mentionné Partie 3, l'utilisation du code convolutif au niveau de l'émetteur implique un partage d'information entre deux mots de code consécutifs. Ceci permet l'utilisation de l'algorithme Bahl, Cocke, Jelinek, et Raviv (BCJR) [8], tel que proposé dans [6], afin de mettre à jour les probabilités avec la connaissance des probabilités des autres mots de code. Les probabilités mises à jour sont notées  $P(\mathbf{c}^i | \mathbf{y}^p)$ .

Les RVL des bits d'information peuvent alors être calculés grâce à

$$L(d_n | \mathbf{y}^p) = \log \sum_{i, b_n^i=1}^{2^{r+1}} P(\mathbf{c}^i | \mathbf{y}^p) - \log \sum_{i, b_n^i=0}^{2^{r+1}} P(\mathbf{c}^i | \mathbf{y}^p), \quad (12)$$

où les indices des sommes indiquent que l'on doit sommer les probabilités des mots de code  $\mathbf{c}^i$  correspondant à un mot d'information pour lequel le bit  $b_n^i$  vaut 1 (somme de gauche) ou 0 (somme de droite).

## 5 Simulations

Afin d'analyser les performances du schéma proposé, des simulations ont été réalisées pour le cas du canal BBAG, avec réception cohérente de la FSK. Les entrelacements sont des permutations aléatoires, et le nombre d'itérations est fixé à 10.

Sur la Figure 4, on a représenté le cas  $r = 3$ ,  $K = 3$  pour des valeurs de  $N = P \times r$  de 1023 et 16383 bits. Sont également

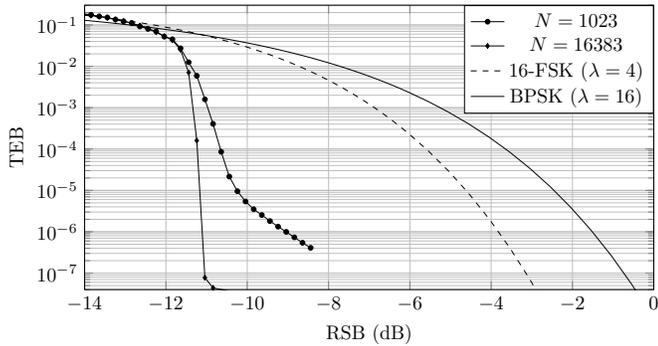


FIGURE 4 – Performances de la Turbo-FSK pour le cas  $r = 3$ ,  $K = 3$ ,  $\eta = 0.0625$ , pour différentes valeurs de  $N = P \times r$ .

représentées les performances d'une 16-FSK avec un facteur d'étalement de 4 (chaque symbole est répété 4 fois), et d'une BPSK avec un facteur d'étalement de 16. De cette façon, les efficacités spectrales de toutes les modulations comparées sont égales à  $\eta = 1/16$ . Dans le cas  $N = 1023$ , la Turbo-FSK permet d'atteindre un TEB de  $10^{-5}$  pour un RSB de  $-10.3$  dB. On a donc un gain de 5.6 dB par rapport à la 16-FSK et de 7.8 dB par rapport à la BPSK. L'ordre de grandeur du RSB nécessaire justifie bien que la technique utilisée permet d'atteindre de faibles niveaux de sensibilités. De plus, augmenter la taille de  $N$  à 16383 permet un gain supplémentaire de 0.92 dB. On remarque que l'augmentation de  $N$  est accompagnée par une diminution du plancher d'erreur. Ce dernier peut être montré comme étant également relié à la valeur de  $K$ .

La Figure 5 compile les informations de la Figure 1 ainsi que les résultats de la stratégie proposée. On observe alors l'évolution des performances en fonction des paramètres  $r$  et  $K$ . On constate qu'augmenter  $K$  de 2 à 3 permet un gain d'environ 3 dB, mais ce gain devient négligeable pour les cas  $K > 4$ , qui n'ont donc pas été représentés. Augmenter la valeur de  $r$  permet également une amélioration des performances, mais toujours au détriment de l'efficacité spectrale. En prenant de fortes valeurs de  $r$ , on se rapproche donc de la limite de Shannon, mais ces cas deviennent moins intéressants pour le contexte

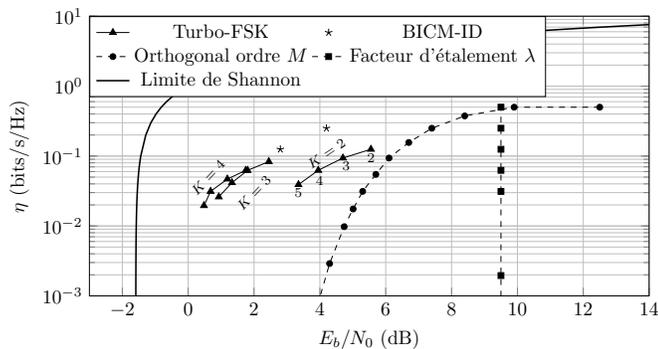


FIGURE 5 – L'efficacité spectrale en fonction de  $E_b/N_0$ , pour un TEB de  $10^{-5}$ . Les paramètres Turbo-FSK sont  $N \approx 1024$  ( $P$  et  $r$  doivent être entiers). Les valeurs de  $r$  sont indiquées pour  $K = 2$ , et réparties de façon identique pour les autres valeurs de  $K$ .

fixé ici. Augmenter la taille de bloc  $N$  permettrait d'améliorer les performances pour tous les cas. La BICM-ID de [7] est également représentée. Les résultats sont obtenus avec un code convolutif à 64 états et une taille de bloc de 65536 bits, ce qui correspond à une forte complexité de décodage. Avec des tailles de bloc moindre et une complexité réduite, notre stratégie permet donc d'obtenir de meilleures performances.

## 6 Conclusion

La technique Turbo-FSK se présente comme une alternative intéressante et adaptée au contexte d'une communication M2M. En effet, nous avons montré un gain de performance élevé par rapport aux systèmes à répétition conventionnels, qui est fonction de la taille de l'alphabet utilisé, du nombre d'étages de l'émetteur et de la taille du bloc de bits d'information. Ce gain peut être interprété comme la réduction de la puissance d'émission permettant d'obtenir les mêmes performances. La complexité du système a été déportée sur le récepteur : la structure du transmetteur est alors très simple. Le choix de la FSK permet d'ailleurs l'utilisation de composants basiques pour émettre le signal (tel qu'un oscillateur contrôlé en tension), et sa propriété d'enveloppe constante offre la possibilité de réduire les contraintes sur l'amplificateur de puissance. Le système ainsi présenté peut fonctionner à de faibles niveaux de sensibilité même avec de petites tailles de bloc, et la variété des combinaisons possible de  $r$ ,  $P$  et  $K$  offre une versatilité qui permet de s'adapter à différents contextes. La synchronisation à de tels RSB risque toutefois d'être problématique et est une des perspectives pour nos prochains travaux.

## Références

- [1] Rebbeck, T., Mackenzie, M. et Afonso, N.. "Low-powered wireless solutions have the potential to increase the M2M market by over 3 billion connections". *Analysis Mason*, Sept 2014.
- [2] <http://www.sigfox.com/>
- [3] <http://www.semtech.com/wireless-rf/loras.html>
- [4] Proakis, J.G., *Digital Communications 3rd Edition*, McGraw-Hill, 1995.
- [5] Berrou, C., Glavieux, A et Thitimajshima, P.. "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding : Turbo-codes". *IEEE International Conference on Communications (ICC)*. Geneva., Mai 1993.
- [6] Li Ping, Leung, W.K. et Wu, K.Y.. "Low rate turbo-Hadamard codes". *IEEE Transactions on Information Theory*. Déc 2003.
- [7] Panaro, J.S.G. "Simple iterative decoding for bit-interleaved coded orthogonal modulation". *Joint IST Workshop on Mobile Future. SympoTIC '06.* Juin 2006.
- [8] Bahl, L., Cocke, J., Jelinek, F. et Raviv, J. "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate". *IEEE Transactions on Information Theory*. Mars 1974.