

Récepteurs non-cohérents utilisant un égaliseur à retour de décision et un seuil optimal pour le système DECT

M. ZAIZOUNI, J.M. ROUVAEN, F. HAINE

IEMN(UMR CNRS 9929)
Dept O.A.E
Université de Valenciennes
Le Mont-Houy BP 311
59304 Valenciennes Cédex
tel : 27141365, Fax: 27141189
e-mail : mzaizouni@univ-valenciennes.fr, rouvaen@univ-valenciennes,
hainepc@univ-valenciennes.fr

RESUME

Une nouvelle structure de récepteur, basée sur une détection différentielle et utilisant un égaliseur à retour de décision et un seuil optimal, est proposée pour améliorer les performances dans les milieux de propagation associés aux nouvelles applications du système DECT. L'évaluation par simulation des performances de ce récepteur avec divers seuils de décision est présentée dans cet article. Nos résultats montrent que cette structure permet d'avoir des performances acceptables dans ces milieux de propagation dispersifs. De plus la structure proposée permet d'obtenir des performances similaires à celles obtenues par une structure de récepteur différentiel avec un égaliseur de Viterbi pour des valeurs de dispersions moyennes des retards variant de 100 à 250 ns.

1 Introduction

La mise en oeuvre de nouvelles applications demande un développement continu des normes standardisées de systèmes numériques de radiocommunication avec les mobiles. C'est en particulier le cas du système européen de télécommunication sans fil DECT (Digital European Cordless Telecom-munication), conçu au départ pour les communications à l'intérieur des bâtiments. En effet, dans certaines nouvelles applications comme les points d'accès multiples, des études récentes ont révélé une forte dégradation des performances du récepteur standard, basé sur une détection différentielle ou bien à limiteur-discriminateur [1]. Ceci est dû principalement au caractère dispersif des canaux radiomobiles associés à ces applications. Ces derniers sont caractérisés par des dispersions quadratiques moyennes des retards dont les valeurs maximales sont typiquement comprises entre 100 et 250 ns. En vue de garantir une qualité de transmission acceptable dans ces canaux dispersifs, les techniques d'égalisation conventionnelles (cohérentes) ont été initialement proposées [2, 3]. Si ces dernières permettent d'obtenir de meilleures performances, elles augmentent cependant la complexité du récepteur. De plus les fluctuations de l'indice de modulation dégradent considérablement les

ABSTRACT

A non-coherent equaliser structure for outdoor and large indoor Digital European Cordless Telephone (DECT) channels is introduced, which performs equalisation at the output of a differential detector. It is based on a one-tap decision feedback equaliser using an appropriate channel estimation process and an optimised threshold value. The BER simulation results presented suggest that the new receiver can give significant improvement in comparison to the standard non-coherent receivers in dispersive DECT channels. Furthermore this simple structure yields performances similar to much more complex Viterbi equalisers in the delay spread range of the outdoor DECT channels (100 to 250ns).

performances de ces égaliseurs cohérents. Dans cet article nous proposons une structure de récepteur simple à mettre en oeuvre, peu sensible aux fluctuations de l'indice de modulation et capable d'offrir des performances acceptables dans les canaux dispersifs associés aux nouvelles applications du système DECT. La structure du récepteur proposé est basée sur une détection différentielle et sur une unité de traitement du signal qui se compose : d'un estimateur qui permet d'estimer à la fois l'instant optimal d'échantillonnage et les coefficients non linéaires du canal ; d'un égaliseur à retour de décision qui élimine le terme principal d'interférence inter-symboles ; enfin d'un circuit qui calcule le seuil optimal de décision.

2 Le système DECT

Les systèmes de télécommunication sans fil CT (Cordless Telephone) sont conçus pour assurer les communications de proximité dans des zones relativement restreintes à haute densité d'utilisateurs et très variées (intérieur de bâtiments, aéroports, points d'accès multiple "telepoints"...). L'avantage majeur du DECT, à part sa grande capacité, est sa conception adaptée aux normes internationales ISO qui lui permet de s'interconnecter aux différents équipements de communication existants au niveau mondial. Le DECT est par

conséquent très flexible comme système d'accès aux différents réseaux de communication (RTCP, RNIS, GSM ...).

Le système DECT fonctionne dans la bande de fréquences comprises entre 1880 et 1900 MHz avec un espacement entre deux porteuses égal à 1728 kHz. L'accès multiple est à répartition dans le temps AMRT avec 12 utilisateurs par porteuse. La transmission en duplex se fait sur la même fréquence porteuse grâce à une répartition dans le temps des paquets émis et reçus comme le montre la figure 1. La trame DECT, de durée égale à 10 ms, contient 24 paquets (bursts) dont les douze premiers sont réservés à la transmission du portable vers le fixe et les douze derniers sont réservés à la transmission dans le sens inverse. Quatre types de bursts ont été définis pour assurer la transmission des données et de la phonie [4]. La structure du burst de la parole est donnée comme exemple à la figure 1. Le codeur de parole est un MIC adaptatif (ADPCM) avec un débit de 32 kb/s. La modulation est une modulation par déplacement de fréquence avec filtrage gaussien GMSK d'indice de modulation égal à 0.5 et de bande à -3 dB du filtre gaussien égale à 576 kHz. Le récepteur est basé sur une détection non-cohérente (différentielle ou à limiteur-discriminateur).

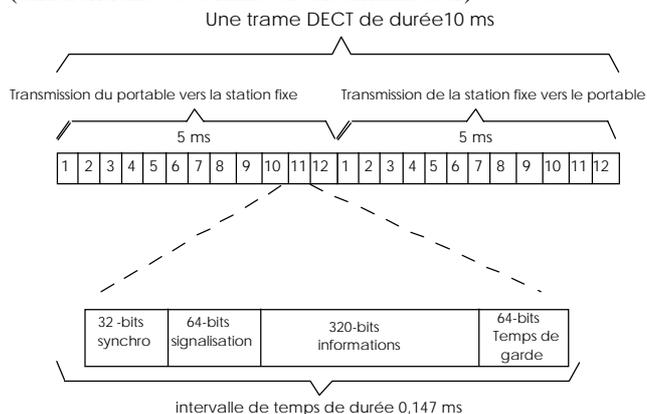


Figure. 1 : La structure des trames du système DECT.

3 Modèles de canaux radio du système DECT

L'étude des caractéristiques de la propagation radio associées aux diverses applications du système DECT a fait l'objet des travaux menés dans le cadre du COST 231 (European Cooperation in the field of Scientific and Technical research) [1]. L'environnement de propagation est caractérisé, d'une part, par de faibles vitesses de déplacement de la station mobile (fréquence Doppler de l'ordre d'une dizaine de Hertz), et d'autre part, par une dispersion des retards des trajets multiples variables d'une application à une autre et dont la valeur maximale n'excède pas 300 ns. Ces différents milieux de propagation peuvent être classés en deux grandes catégories:

- à l'intérieur des bâtiments (grandes surfaces,...) où le profil moyen en puissance du canal est de type exponentiel avec une dispersion moyenne des retards variant de 100 à 200 ns.
- à l'extérieur (points d'accès multiples,...), où le profil moyen en puissance du canal est de type exponentiel avec des dispersions moyennes des retards variant de 150 à 300 ns.

Ces différents environnements de propagation sont modélisés par des canaux large bande. Les profils moyens en

puissance, reflétant la sélectivité en fréquence de ces canaux, sont à six trajets (tableau 1). Par ailleurs, les variations temporelles, dues à la mobilité du récepteur, sont modélisées par des générateurs d'évanouissement de type Rayleigh avec une fréquence Doppler maximale inférieure à 10 Hz.

Trajet	Retard (μs)	Puissance relative
1	0,0	1,000
2	0,1	0,389
3	0,2	0,159
4	0,3	0,071
5	0,4	0,028
6	0,5	0,011

Profil typique dispersion moyenne des retards égale à 100 ns

Trajet	Retard (μs)	Puissance relative
1	0,0	1,000
2	0,1	0,708
3	0,2	0,447
4	0,3	0,316
5	0,4	0,224
6	0,5	0,141

Profil typique dispersion moyenne des retards égale à 150 ns

Trajet	Retard (μs)	Puissance relative
1	0,0	1,000
2	0,1	0,631
3	0,2	0,447
4	0,3	0,282
5	0,5	0,501
6	1,0	0,036

Profil du cas défavorable dispersion moyenne des retards égale à 200 ns

Trajet	Retard (μs)	Puissance relative
1	0,0	1,000
2	0,1	0,794
3	0,2	0,562
4	0,3	0,447
5	0,5	0,891
6	1,0	0,447

Profil du cas défavorable dispersion moyenne des retards égale à 300 ns

a) Milieux de propagation internes b) Milieux de propagation externes
Tableau n° 1 : Profils moyens en puissance de canaux DECT

Nous allons considérer dans notre travail les quatre milieux de propagation du système DECT (tableau 1) ainsi que le canal de Rayleigh à deux trajets. Ceci afin d'étudier l'impact du type de profil moyen en puissance du canal sur les performances du récepteur proposé.

4 Structure du récepteur

Le signal GMSK en bande de base peut être approximé par un signal modulé linéairement en phase [5], soit :

$$s(t) = \sum_{n=1}^N a_n g(t - nT) \tag{4.1}$$

avec
$$a_n = j.b_n.a_{n-1} \tag{4.2}$$

où T = 868 ns est la durée d'un symbole émis, N le nombre de bits émis dans un paquet DECT, g(t) est l'impulsion principale de mise en forme du signal GMSK.

La structure du récepteur proposé est présentée dans la figure 2. Le signal GMSK reçu à l'entrée du détecteur différentiel s'écrit en bande de base comme :

$$r(t) = \sum_{n=1}^N a_n h(t - nT) + n(t) \tag{4.3}$$

où h(t) est la réponse impulsionnelle du système défini par :

$$h(t) = g(t) \otimes c(t) \otimes b(t) \tag{4.4}$$

où \otimes représente le produit de convolution, g(t) la réponse impulsionnelle de mise en forme du signal GMSK avec

B.T=0,5, $c(t)$ et $b(t)$ sont respectivement les réponses impulsionnelles du canal et du filtre de réception, $n(t)$ est le bruit blanc additif gaussien filtré.

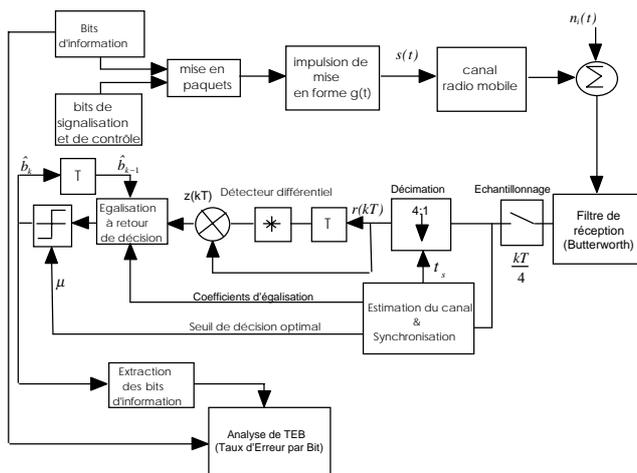


Figure n° 2 : Bloc diagramme du système simulé

Le signal reçu est d'abord échantillonné avec une cadence de $kT/4$. Une inter-corrélation est en suite réalisée entre le signal GMSK associé à la sous-séquence E98 de la séquence de synchronisation (AAAAE98A) du système DECT et la séquence reçue correspondante. Ceci permet à la fois d'estimer l'instant initial d'échantillonnage t_s et les coefficients de la réponse impulsionnelle du système. Notons que pour le détecteur différentiel conventionnel l'instant d'échantillonnage t_s est déterminé à partir d'une inter-corrélation entre la séquence de synchronisation du système DECT et la séquence du signal correspondante, obtenu à la sortie du détecteur différentiel. Par ailleurs, la largeur de la réponse impulsionnelle $h(t)$ peut être limitée à une durée inférieure à $4T$. Ceci est justifié dans la mesure où la dispersion temporelle, introduite par le canal radio et par le filtrage à l'émission et à la réception, est inférieure à $2T$ (mémoire du canal). Le signal GMSK reçu à l'instant $kT + t_s$ s'écrit alors comme :

$$r(kT + t_s) \cong a_k h(t_s) + a_{k-1} h(t_s + T) + n(kT + t_s) \quad (4.5)$$

soit :

$$r_k \cong a_k h_0 + a_{k-1} h_1 + n_k \quad (4.6)$$

Le signal obtenu à la sortie du détecteur différentiel est donné par :

$$z_k = r_k \cdot r_{k-1}^* \quad (4.7)$$

$$z_k = j \cdot b_k |h_0|^2 + j \cdot b_{k-1} |h_1|^2 - b_k \cdot b_{k-1} h_0 \cdot h_1^* + h_0^* \cdot h_1 + \chi_k \quad (4.8)$$

où

$$\chi_k = r_k \cdot n_{k-1}^* + r_{k-1}^* \cdot n_k + n_k \cdot n_{k-1}^* \quad (4.9)$$

La partie imaginaire du signal z_k , qui sert à la décision, peut s'exprimer comme :

$$d_k = \Im(z_k) = b_k \cdot c_0 + b_{k-1} \cdot c_1 + b_k \cdot b_{k-1} c_{1,0} + c_{0,1} + \Im(\chi_k)$$

$$(4.10)$$

où \Im est la partie imaginaire et $\{c_0, c_1, c_{1,0}, c_{0,1}\}$ sont les coefficients non linéaires du canal (filtres d'émission/réception et le canal radio mobile), définis par :

$$c_0 = |h_0|^2 ; c_1 = |h_1|^2 ; c_{1,0} = c_{0,1} = \Im(-h_0 \cdot h_1^*) = \Im(h_0^* \cdot h_1) \quad (4.11)$$

Le signal d_k , obtenu à la sortie du détecteur 1-DGMSK, dépend du symbole b_{k-1} déjà estimé. L'annulation du terme d'interférences $b_{k-1} \cdot c_1$ peut être réalisée par un simple circuit d'égalisation à retour de décision. Par ailleurs, la détection différentielle conventionnelle utilise un seuil de décision égal à zéro pour estimer les symboles émis à partir de d_k . Ce choix s'avère sous optimal dans le cas d'une transmission dans un canal radio mobile qui introduit des interférences intersymboles. L'optimisation de seuil de décision est très difficile à mettre en oeuvre pour une détection différentielle en présence de canaux radiomobiles dispersifs. Nous proposons dans cet article des valeurs approximatives de seuil optimal qui permettent d'améliorer très sensiblement les performances. Pour des valeurs assez élevées du rapport signal à bruit le terme $n_k \cdot n_{k-1}^*$ dans l'équation (4.9) peut être négligé. Le bruit χ_k est alors gaussien de moyenne nulle. Le seuil adapté à la détection du signal d_k est alors le terme $c_{1,0}$. En plus de ce seuil de décision, nous calculons le seuil de décision obtenu par minimisation de la probabilité d'erreur approximative qui est basée sur le signal échantillonné d_k . Ce seuil s'écrit comme

$$\gamma = \frac{c_0 - |c_{1,0}| + c_{1,0} + \xi(\lambda) \cdot (-c_0 + |c_{1,0}| + c_{1,0})}{1 + \xi(\lambda)} \quad (4.12)$$

où

$$\xi(\lambda) = \sqrt{\frac{(c_0 + c_1 + c_{1,0} + \lambda \cdot c_{1,0})}{(c_0 + c_1 - c_{1,0} + \lambda \cdot c_{1,0})}} \quad (4.13)$$

et

$$\lambda = -\text{sgn}(c_1 + c_{1,0}) \quad (4.14)$$

5 Evaluation des performances

Nous utilisons la simulation de Monte Carlo pour évaluer les performances des différents récepteurs. Les résultats des simulations sont exprimés en termes de taux d'erreur par bit en fonction de la dispersion quadratique moyenne des retards du canal. Notons que la norme DECT recommande des taux d'erreur par bit inférieurs à 10^{-3} pour des rapports d'énergie par bit sur la densité spectrale de puissance du bruit (E_b/N_0) supérieurs ou égaux à 30 dB.

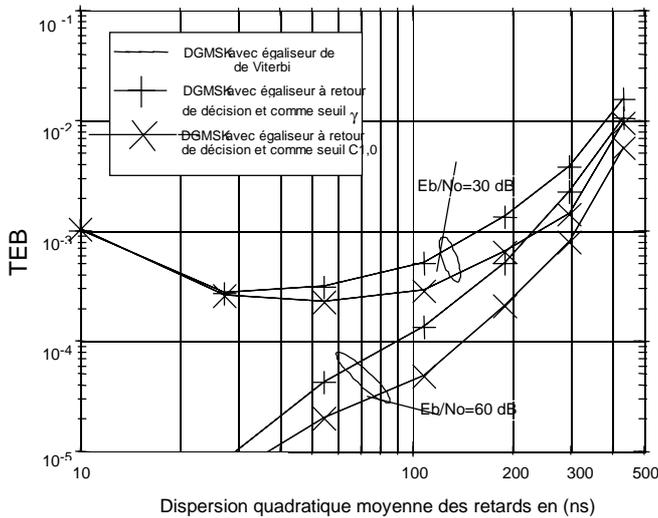


Figure n°3 : TEB des différents détecteurs différentiels dans le canal de Rayleigh à deux trajets.

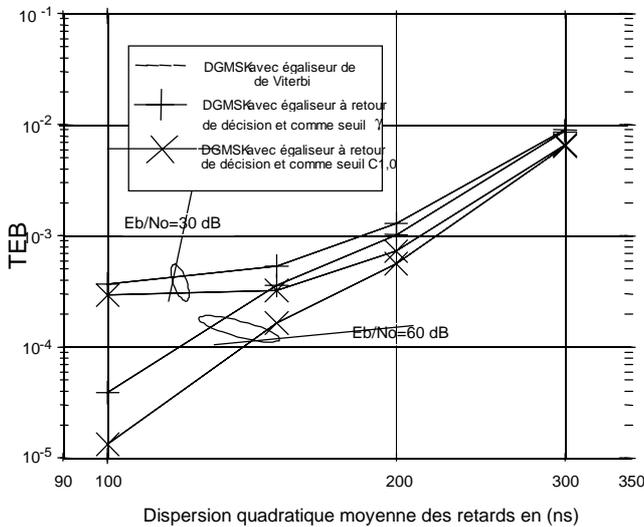


Figure n°4 : TEB des différents détecteurs différentiels dans les quatre canaux dispersifs du système DECT.

La figure n°3 présente les performances obtenues dans un canal de Rayleigh à deux trajets (de même puissance moyenne) pour des valeurs de E_b/N_0 égales à 30 et à 60 dB. Les courbes de TEB obtenues indiquent que les récepteurs différentiels avec égalisation à retour de décision et utilisant un seuil adapté permettent d'offrir des performances acceptables pour des valeurs de la dispersion moyenne des retards pouvant aller jusqu'à 250 ns. Ceci est très significatif comparé au détecteur conventionnel qui ne peut tolérer que des dispersions moyennes des retards inférieures à 90 ns [3]. Les performances des trois structures dans les quatre canaux dispersifs du système DECT sont données dans la figure n°4. Ces structures offrent des performances très satisfaisantes pour des valeurs de dispersions moyennes des retards se situant dans un intervalle compris entre 100 et 200 ns. Les différents résultats obtenus montrent que le détecteur différentiel avec égalisation à retour de décision et utilisant un seuil de décision égal à $C_{1,0}$ est meilleur que celle utilisant le seuil γ . Ceci s'explique du fait que le calcul de la probabilité d'erreur approximative considère des hypothèses simplificatrices sur les différents termes du bruit. De plus ce calcul ne prend en compte que des valeurs de d_k qui

correspondent à l'effet destructif des interférences intersymboles le plus important. Par ailleurs, cette structure différentielle avec égalisation à retour de décision et utilisant le seuil $C_{1,0}$ permet d'obtenir des performances similaires à celles obtenues par un détecteur différentiel avec un égaliseur plus complexe de Viterbi [6]. Enfin, d'autres résultats de simulations montrent que ces différentes structures sont très peu sensibles aux fluctuations de l'indice de modulation qui peut varier dans le cas du système DECT de 0.45 à 0.55. Ces structures peuvent aussi tolérer des dérives de la fréquence de l'oscillateur local pouvant aller jusqu'à 30 kHz.

6 Conclusion

Les performances des différentes structures de récepteurs basés sur la détection différentielle ont été évaluées dans les canaux dispersifs du système DECT. Le détecteur différentiel avec égalisation à retour de décision et utilisant un seuil de décision égal à $C_{1,0}$ permet d'obtenir des performances très satisfaisantes dans ces canaux dispersifs du système DECT. La réalisation de cette structure ne nécessite que des opérations arithmétiques de base. Par conséquent ces structures sont simples à mettre en oeuvre et elles n'augmentent que très peu la complexité du détecteur conventionnel.

7 Références

- [1] T. A. Wilkinson " Channel modeling and link simulation studies for the DECT testbed program". Proc. 6th IEE - ICMPC, pp 293-299, December 1991.
- [2] G. Kadel " Performance of the DECT system with a 2-state Viterbi equaliser" COST 231 TD(93)78, Grimstad, Norway, May 1993.
- [3] J. Fuhl, G. Schultes " Adaptive equalisation for DECT system operating in low time-dispersive channels" Electron. Lett. 1993, 29, (24), pp. 2076-2077.
- [4] ETSI, Radio Equipment and Systems (RES) ; Digital European Cordless Telecommunications (DECT) Commun Interface, ETS 300, 1992.
- [5] P. Laurent " Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulses (AMP) " IEEE Trans. on Commun, pp. 150-160, Feb. 1986.
- [6] L. B. Lopes, and S. Safavi "Simple non-coherent equaliser for the DECT system" Electron. Lett. 1994, 30, (10), pp. 756-757.