

## SENSIBILITÉ D'UNE ARCHITECTURE EER A UNE MODULATION OFDM, ANALYSÉE DANS LE CAS DU SYSTÈME HIPERLAN 2

A. Diet, C. Berland, M. Villegas, G. Baudoin

ESYCOM – ESIEE (Equipe systèmes de communications)  
2, Boulevard Blaise Pascal, BP99, 93162 Noisy-le-Grand Cedex – France

### I. Contexte

Le système Hiperlan 2 est une norme de réseaux locaux sans fil fonctionnant à 5 GHz et qui utilise un mode de transmission de type OFDM (*orthogonal frequency division multiplex*) sur un canal de 20 MHz. La puissance RF émise est de 23 ou 30 dBm suivant le canal considéré. Le signal étant caractérisé par une très grande dynamique (20 dB de rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne), il est indispensable de placer dans l'architecture d'émetteur un bloc de linéarisation.

Nous avons étudié, dans le cas d'une architecture de type EER (élimination et restauration d'enveloppe [1]) dont le principe est schématisé sur la Figure 1 : Schéma de principe de l'EER), la sensibilité et l'influence de la désynchronisation des signaux d'enveloppe (Se) et de phase (Sp), des caractéristiques de filtrage de Se et Sp, de la non-linéarité d'amplitude et de phase lors de la recombinaison due à la variation de la tension de commande de l'amplificateur de puissance. L'étude des imperfections de cette architecture appliquée à Hiperlan 2 est nécessaire pour établir des recommandations non encore chiffrées. Le logiciel de simulation utilisé est HP-ADS.

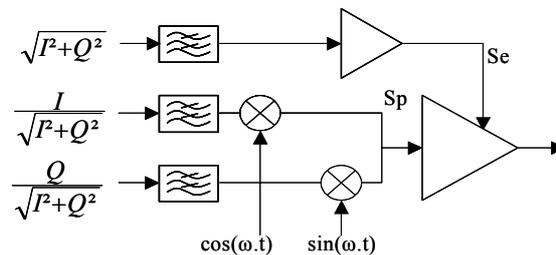


Figure 1 : Schéma de principe de l'EER

### II. Source des imperfections et analyse

Nous rappelons que le gabarit Hiperlan 2 est défini en dBc et MHz, par rapport à la fréquence centrale. Il est de 0, 20, 28 et 40 dBc pour 9, 11, 20 et 30 MHz. La norme impose également une valeur limite de l'EVM (rms) de 6.3 % pour une modulation 64-QAM et 11.22 % dans les autres cas (BPSK, QPSK et 16-QAM). La dynamique du signal étant très grande (le taux puissance crête / puissance moyenne est de 19,56 dB), il est indispensable d'analyser et de chiffrer les imperfections liées à l'architecture. Ces résultats sont présentés ci-dessous.

#### II-1. Décalage temporel entre l'enveloppe et la phase lors de la reconstitution du signal

Le retard lié à la dé-synchronisation des signaux d'enveloppe (Se) et de phase (Sp) engendre une interférence inter-symbole sur chaque point de la constellation et une rotation de phase proportionnelle au retard et à l'éloignement de la sous porteuse par rapport à la fréquence centrale du spectre OFDM émis. On observe sur la Figure 2 (dans le cas d'une modulation de type 64 QAM) les variations des caractéristiques spectrales en fonction du retard. La rotation de la phase de chaque sous porteuse en fonction de ce même retard est illustré dans le cas d'une modulation OFDM à 64 sous-porteuses afin d'observer l'allure du déphasage. Le facteur le plus limitant est le gabarit spectral car il est franchi (à 30 MHz de la porteuse centrale) pour un décalage supérieur à 3 ns alors que l'EVM ne dépasse pas la limite imposée par la norme en dessous de 12 ns pour la QPSK et 8 ns pour la 64-QAM.

En conclusion, il convient donc de générer une désynchronisation inférieure à 3 ns entre l'enveloppe et la phase.

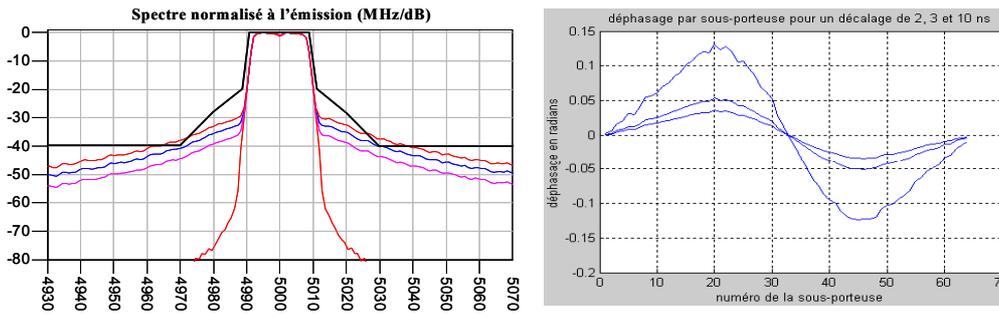


Figure 2 : Spectre 64-QAM pour des retards de 0, 2, 3 et 4 nsec et angle de rotation des constellations pour différentes sous-porteuses

II.2. Imperfections sur le signal portant l'information d'enveloppe : influence des caractéristiques de filtrage

Dans le cas d'une architecture EER, l'enveloppe est en générale convertie en un signal modulée en largeur d'impulsions puis amplifiée en classe commutée, et enfin filtrée par un filtre passe bas. Par conséquent, il est important d'étudier l'influence des caractéristiques de la bande passante de ce filtre. On filtre le signal d'enveloppe avec un filtre en cosinus surélevé. On coupe la bande du signal d'enveloppe (pour une modulation 64-QAM) de 20 à 100 MHz et on observe sur la Figure 3 le spectre à l'émission (et une constellation pour une fréquence de coupure de 20 MHz).

La limite du gabarit spectral est atteinte à 30 MHz de la porteuse pour une fréquence de coupure de 30 MHz (QPSK et 64-QAM). A cette valeur de la fréquence de coupure, L'EVM est de 4.8%. En conclusion il faut donc une largeur de bande au minimum de 30 MHz (en l'absence d'autres imperfections) pour que le signal émis respecte la norme.

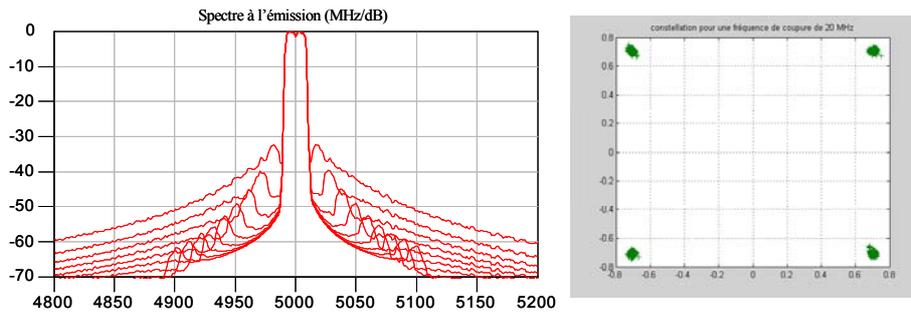


Figure 3 : Spectre à l'émission pour une fréquence de coupure de 20 à 100 MHz et constellation QPSK

II-3 Imperfections sur le signal portant l'information de phase : influence des caractéristique de filtrage

Dans le cas d'une architecture EER utilisant une boucle de fréquence modulée pour générer le signal en phase à puissance constante, le signal est filtré par le filtre de boucle de la PLL, d'où l'importance d'analyser l'influence de sa bande passante. Le filtre que nous avons utilisé est de type passe bas.

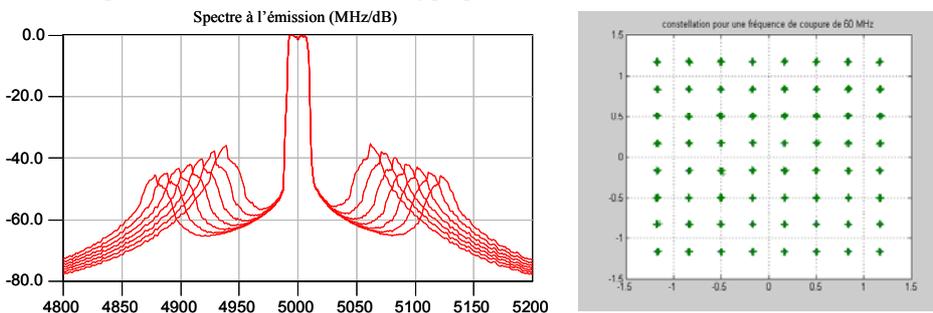


Figure 4 : Spectre à l'émission pour une fréquence de coupure de 60 à 120 MHz et constellation 64-QAM

En Figure 4, on observe l'influence de la bande passante du filtre de boucle sur le spectre à l'émission dans le cas de la QPSK et une constellation 64-QAM pour une fréquence de coupure de 60 MHz. Pour les deux modulations analysées, la norme sur le spectre ne permet pas de tolérer des filtres de boucle dont la bande passante est inférieure à 80 MHz. A cette valeur de la fréquence de coupure, l'EVM est de 4% pour la 64-QAM et la QPSK. En conclusion, la largeur de bande minimale sur le signal de phase doit être de 80 MHz.

#### II-4 Imperfections lors de la reconstitution du signal dans l'étage amplificateur

La structure EER induit une recombinaison du signal portant l'information de phase et du signal portant l'information d'amplitude par variation de la tension de polarisation de l'étage amplificateur. L'amplitude du signal de sortie doit alors être proportionnelle à la tension de polarisation si on veut restituer l'enveloppe du signal sans perturbation. L'excursion ainsi créée sur la tension de commande est une source de distorsion car les éléments ne réagissent pas linéairement. Ceci génère un comportement non-linéaire en amplitude et en phase du à la grande dynamique de l'enveloppe. C'est le problème de l'excursion en puissance du signal OFDM [5] qui va ici nous limiter car le signal varie entre une puissance crête très éloignée de la puissance moyenne et une puissance nulle.

On peut simuler ces comportements d'un point de vue système par des caractéristiques non-linéaires commandée par le signal d'enveloppe.

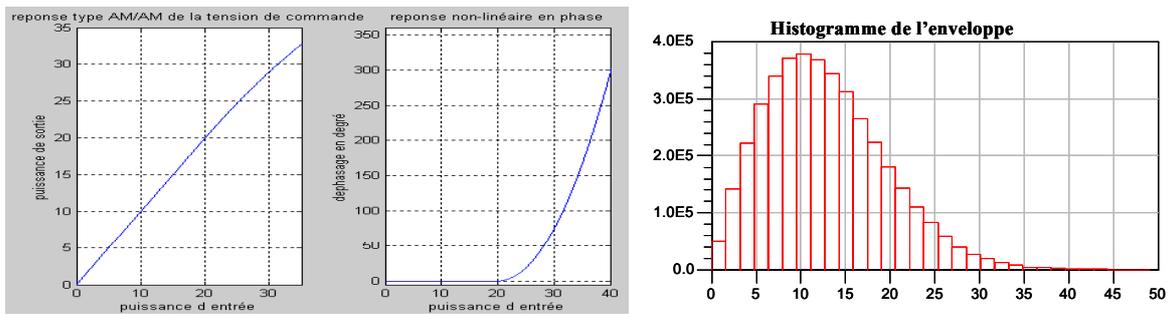


Figure 5 : Caractéristiques en amplitude et en phase modélisant la non-linéarité de la tension de commande et histogramme du signal portant l'information d'enveloppe (sur 500 symboles OFDM émis)

On prendra comme point de référence l'écart entre la puissance moyenne du signal d'enveloppe et le point de compression (fixé à 30 dBm sur la Figure 5) dans le cas de la non linéarité d'amplitude. Pour la non-linéarité de phase, le point considéré est celui correspondant à un écart de 1dB par rapport à  $360^\circ$  (donc  $-74^\circ$ ) ; ce point étant, pour l'analyse, fixé à 30 dBm.

a) *Influence des non-linéarités d'amplitude liées à la variation de la tension de polarisation, simulée par une caractéristique type AM/AM*

La modulation utilisée revient à simuler une fonction de transfert entre la puissance de sortie et le signal d'enveloppe. On peut tracer la courbe de réponse de la tension de polarisation en fonction de l'amplitude du signal d'enveloppe à partir de la Figure 5. La valeur qui nous intéresse est l'écart minimale tolérable entre la puissance moyenne du signal et le point de compression à 1dB de la courbe qui modélise la non linéarité sur la tension de commande de l'amplificateur. On rappelle que la puissance crête se situe 20 dB au dessus de la puissance moyenne et que la puissance du signal d'enveloppe suit une loi de Rayleigh comme illustrée sur l'histogramme de la Figure 5 (500 symboles OFDM de 80 symboles chacun).

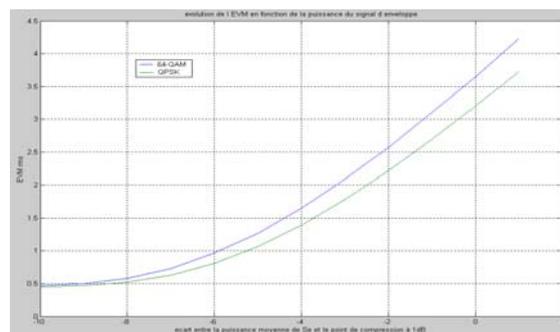


Figure 6 : Evolution de l'EVM en fonction de la puissance de l'enveloppe pour une compression de type AM/AM

Les effets sont une remontées du spectre proche de la porteuse et un bruit sur les symboles de la constellation. Le gabarit n'est pas franchi pour un écart de +1 dB. On constate d'après la Figure 6 que l'EVM augmente fortement avec la non-linéarité. Cependant l'EVM et le spectre du signal émis reste dans les limites imposées par la norme pour une puissance du signal d'enveloppe égale au point de compression à 1 dB (pour la réponse type AM/AM modélisée ici). On peut donc tolérer une faible non-linéarité sur l'amplitude de la tension de commande de l'amplificateur. Le fait que l'enveloppe suive une loi de variation de Rayleigh doit donner lieu à une étude plus poussée de la dynamique du signal OFDM dans une architecture EER.

b) *Influence de la non-linéarité de phase liées à la variation de la tension de polarisation, simulée par une*

caractéristique non-linéaire.

La variation de la tension de polarisation de l'étage amplificateur va se traduire par une évolution non-linéaire de la valeurs de certains éléments et de ce fait une conversion de phase doit être prise en compte. Cette étude est très délicate car le phénomène de conversion dépend de la technologie et de la topologie de l'étage amplificateur utilisé. La modélisation de la Figure 5 est une non-linéarité d'ordre 2 où le point de référence est une déviation de +74° du comportement linéaire (0°) à une puissance correspondant au point de compression simulée dans le paragraphe ci-dessus. L'analyse est présentée sans la prise en compte de la compression AM/AM.

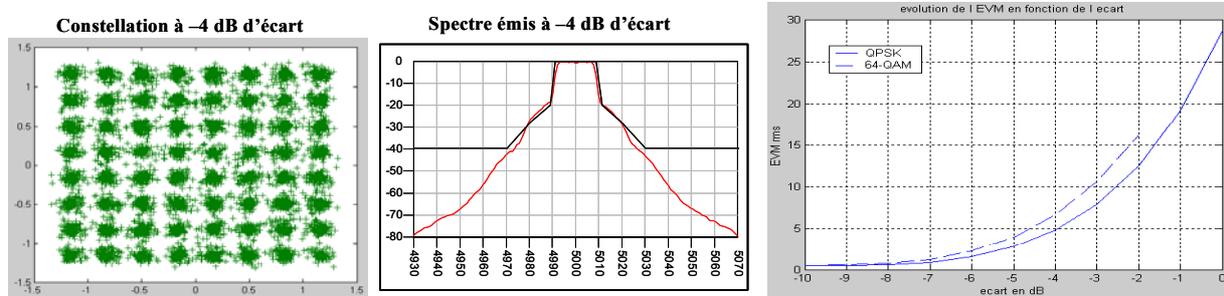


Figure 7 : Constellation 64-QAM pour un écart de 4 dB, Spectre à l'émission à la limite du gabarit (2dB d'écart) et évolution de l'EVM en fonction de l'écart

Les résultats de la simulation sont un franchissement des limites du gabarit spectrale à -2dB d'écart pour les deux type de modulation. Par contre la modulation 64-QAM est plus sensible au bruit rajouté car son EVM augmente plus vite que pour la QPSK : la limite en EVM est franchie à -4 dB dans ce cas (6.6 %) et -2 dB pour la QPSK(12.51 %). On a donc une sensibilité à la conversion de phase très importante sur notre liaison OFDM.

Suivant le déphasage introduit lors de la recombinaison, la variation de la polarisation à la puissance de fonctionnement de l'amplificateur de puissance ne doit pas introduire un phénomène de conversion trop important. Cette non-linéarité dégrade fortement la qualité de la liaison.

### III. Synthèse et recommandations

Imperfections simulées	Effet sur le spectre	Effet sur les constellations et l'EVM	Remarques
dé-synchronisation des voies Se et Sp	Remontées du spectre. Hors gabarit (à 30 MHz) à 3 nsec de décalage	Rotation des constellations (angle différent par sous-porteuse) et bruit sur chaque symboles. Limite en EVM franchie à 12 nsec pour la QPSK et 8 nsec pour la 64-QAM	Le retard doit être inférieur à 3 nsec
Filtrage de Se	Remontées, voir figure 3. Hors gabarit (à 30 MHz) pour une fréquence de coupure de 30MHz	Bruit sur les symboles	La fréquence de coupure doit être supérieure à 30 MHz
Filtrage de Sp	Remontées, voir figure 4. Hors gabarit pour une fréquence de coupure de 80MHz	Bruit sur les symboles	La fréquence de coupure doit être supérieure à 80 MHz
Recombinaison des signaux, effet de compression (modélisation)	Remontées du spectre proche du lobe central	Bruit sur les symboles	Pas de franchissement de la limite avant une puissance supérieure au point de compression du modèle utilisé. On peut tolérer une légère non-linéarité
Recombinaison des signaux, effet de conversion (modélisation)	Remontées du spectre, Hors gabarit pour un écart de 2 dB	Bruit sur les symboles. EVM limite franchi à -4dB pour la 64-QAM et -2 dB pour la QPSK	Liaison sensible au phénomène de conversion (dépend de la technologie et de la topologie de l'amplificateur)

Tableau 1 : Synthèse des imperfections face aux spécifications Hiperlan 2

Cette étude a permis de définir les tolérances acceptables sur les sous ensembles constituant une architecture EER utilisée dans un cas difficile qu'est la liaison OFDM Hiperlan 2. Les performances de l'amplificateur de puissance ainsi que le traitement du signal portant l'information d'enveloppe jouent un rôle déterminant sur la qualité de la recombinaison et donc de la liaison.

### References

- [1] L. R. Kahn, "Single-side transmission by envelope elimination and restoration", *IRE Proceedings*, pp. 803-806, July 1952.
- [2] C. Berland, G. Baudoin, M. Villegas "A new dual mode GSM/EDGE transceiver using modulation loop", *30<sup>th</sup> European Microwave conference, EuMC/EcWT4*, pp. 175-178, October 2000.
- [3] T.H.Lee, H.S.Samavati, H.R.Rategh "5GHz CMOS Wireless LANs" *IEEE Trans. on MTT*, January 2002.
- [4] R.Van Nee, G.Awarter "New high rate wireless LAN standard" *IEEE Com. magazine*, December 1999.
- [5] W.Liu, J.Lau, R.S.Cheng "Considerations on applying OFDM in a PA" *IEEE Trans. on circuits and systems II*, November 1999.

