

INFLUENCE DE LA DISPERSION DE LA TECHNOLOGIE PHEMT GaAs SUR LA GENERATION D'IMPULSIONS ULTRA LARGE BANDE

Said Mazer
CNAM/ESYCOM
292 rue St Martin, 75003 Paris
France
said.mazer@cnam.fr

Christian Rumelhard
CNAM/ESYCOM
292 rue St Martin, 75003 Paris
France
rumelhard@cnam.fr

Michel Terré
CNAM/Electronique
292 rue St Martin, 75003 Paris
France
terre@cnam.fr

Abstract

This paper deals with pulse generation for Ultra Wide Band (UWB) transmission. A technological analysis of a pulse generator is presented and it is shown that the time accuracy of the pulse generation is linked to the physical properties of components used. It is then shown that some waveforms, based on pulse position modulation (PPM), cannot be used without considering these defaults.

I. INTRODUCTION

Dans le domaine des transmissions Ultra Large Bande (ULB), deux grandes familles de formes d'onde sont en concurrence. Il s'agit d'une part des formes d'onde impulsionnelles qui sont, en quelque sorte, les formes d'onde "historiques" [1] de l'ULB, et d'autre part des formes d'onde multi-porteuses (MBOA: Multiband-OFDM Alliance).

Derrière ces deux familles se retrouve, de manière plus générale, l'opposition entre les formes d'onde dites "série" dans lesquelles le train de symboles de communications est transmis en série et les formes d'onde dites parallèles pour lesquelles c'est, à chaque instant, un mélange de plusieurs symboles qui est transmis.

L'analyse des systèmes de transmission qui ont été développés et déployés ces dernières années, montre que ce sont, en très grande majorité, des formes d'onde parallèles qui ont été retenues. Ainsi, on peut citer l'UMTS, la télévision numérique terrestre (TNT), les réseaux WiFi (IEEE802.11g), l'ADSL, Wimax, ...

En règle générale ces systèmes sont essentiellement basés sur l'approche OFDM [2]. L'exception, dans la liste précédente, concerne l'UMTS qui utilise un accès CDMA [3] (qui est malgré tout une forme d'onde parallèle) mais qui est appelée à évoluer (version 6) vers l'OFDM, via éventuellement l'approche Multicarrier CDMA [4] (MC-CDMA).

Plusieurs raisons peuvent expliquer cette convergence de choix vers l'OFDM. La première raison est la grande simplicité matérielle de l'émetteur/récepteur réalisé grâce à l'emploi de la Transformée de Fourier Rapide (TFR). Une deuxième raison est l'insertion du préfixe cyclique qui, associé à la Transformée de Fourier, permet de combattre très simplement l'effet des multitrajets du canal de propagation par une simple égalisation fréquentielle [5]. Enfin, dans le cas des systèmes de transmission avec voie de retour (ADSL [6]), l'emploi de l'OFDM permet de choisir

de manière efficace, les débits qui seront transmis sur chaque porteuse, en fonction de leurs qualités de transmission (waterfilling [7]).

L'inconvénient majeur de l'OFDM, comme de toutes les formes d'onde parallèle, est lié au fait que le signal transmis a une densité de probabilité qui tend vers la loi gaussienne. Ceci a pour effet de rendre probable des niveaux d'amplitude du signal émis extrêmement forts. Dès lors, l'émetteur doit être capable de générer un signal d'amplitude crête très importante par rapport à l'amplitude moyenne du signal émis. Par extension on parle alors du rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne du signal transmis (" PAPR : peak to average power ratio "). Toutes saturations de ces niveaux crête, que ce soit au moment de l'émission, ou lors de la traversée du canal de propagation, ou enfin lors de la réception, a un effet important sur les performances de la forme d'onde. De manière schématique, on peut dire qu'une saturation du signal se comporte comme une addition sur ce dernier d'un signal impulsionnel, de signe opposé à la valeur crête du signal d'origine. Le récepteur étant basé sur l'emploi d'une Transformée de Fourier, cette impulsion négative va se projeter, après FFT, sur tous les symboles transmis, ce qui aura un impact fort sur le taux d'erreur de la liaison. Pour éviter de saturer le signal, la seule solution consiste finalement à l'émettre avec une puissance moyenne relativement faible, afin de pouvoir éviter de saturer les pics d'amplitude.

Les transmissions "série", qui sont abordées dans cet article, évitent ces problèmes d'amplitude, mais demandent la mise en œuvre de mécanismes très complexes pour lutter contre les multitrajets du canal de propagation. Une solution pour bénéficier des avantages de la transmission série, sans être gêné par les multitrajets du canal de propagation, consiste alors simplement à utiliser des émissions extrêmement brèves, donc de type impulsionnelles, et à laisser un temps de garde important entre deux émissions. Ainsi, au niveau du récepteur, deux phénomènes avantageux se conjuguent, d'une part les trajets secondaires ne chevauchent pas le trajet principal et, d'autre part, ces trajets secondaires s'achèvent avant la prochaine émission. La figure 1 schématise une transmission d'impulsions avec un intervalle de garde de durée T_f . Cette durée T_f doit être supérieure à l'étalement maximal de la réponse impulsionnelle du canal de propagation. Ce temps dépend de l'environnement de transmission mais il est souvent con-

sidéré, pour des environnements intérieurs, comme compris entre 30 et 60 ns. L'impulsion elle-même a une durée comprise entre 100 et 300 ps.

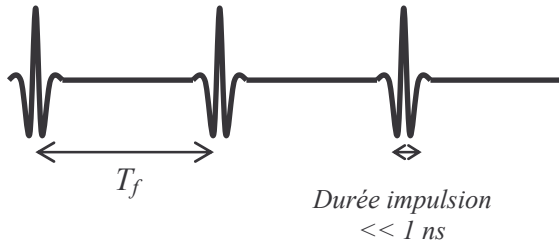


Figure 1 Train d'impulsions ULB avec un temps de garde entre les impulsions.

Le train d'impulsion, sans aucune modulation, s'écrit alors :

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} p(t - jT_f) \quad (1.)$$

Expression dans laquelle $p(t)$ représente la forme de l'impulsion, souvent approchée par un monocycle gaussien.

Au niveau du récepteur, une solution avantageuse consiste à utiliser un récepteur non cohérent, basé uniquement sur l'intégration de l'énergie reçue [8][9]. On arrive ainsi à une forme d'onde impulsionnelle relativement simple à mettre en œuvre. On notera cependant que le débit maximal atteignable est réduit par le temps de garde de durée T_f .

Ainsi avec $T_f = 30 \text{ ns}$ il n'est donc pas possible d'émettre plus de 33 millions d'impulsions par seconde. Pour atteindre de forts débits, typiquement supérieurs à 400 Mbit/s, il est alors nécessaire de faire porter plusieurs bits par impulsion, ceci au moyen de modulations d'amplitudes ou de positions (PPM: Pulse Position Modulation).

Au niveau de l'émetteur, une des difficultés principales, réside alors dans la génération précise de ces fameuses impulsions. Le travail présenté dans cet article concerne justement cette génération et présente une analyse de la gigue des instants d'émission. Les résultats présentés doivent donc impérativement être pris en compte, avant de choisir la solution pour moduler les impulsions.

II. LE GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS

Le générateur étudié permet de délivrer des impulsions monocycles d'une durée de l'ordre de 300 ps. Le principe utilisé, pour la conception du circuit de ce générateur, consiste à représenter l'impulsion monocycle sous la forme d'une fonction $A(x)$ composée de la somme de quatre termes en tangentes hyperboliques.

$$A(x) = \tanh(x-2) - \tanh(x+1) - \tanh(x+2) + \tanh(x+5) \quad (2.)$$

Cette fonction est réalisée en exploitant la fonction de transfert d'une structure à paires différentielles de transistors [10]. Chaque paire différentielle génère un terme en tangente hyperbolique. Au final, le circuit générateur d'impulsions monocycles doit comporter quatre paires différentielles de transistors. Les transistors utilisés sont

des PHEMT 0,25 μm faible bruit, disponibles dans la technologie GaAs de UMS. Le circuit de génération des impulsions est présenté sur le schéma de la figure 2 :

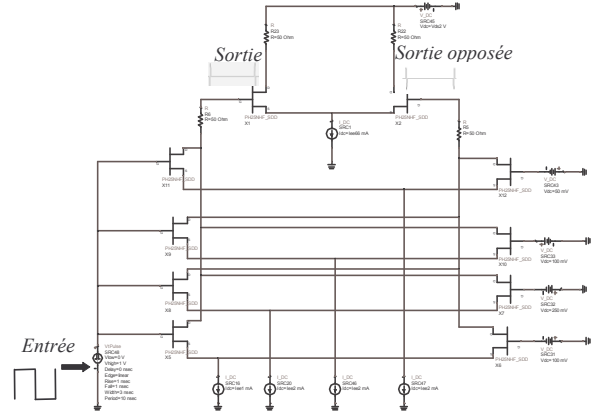


Figure 2 Le circuit du générateur d'impulsions monocycles

Le circuit, excité à son entrée par un signal rectangulaire, génère en sortie, une séquence d'impulsions monocycles. Ces dernières sont successivement en phase et en opposition de phase en fonction des transitions du niveau haut et bas du signal rectangulaire. Les impulsions déclenchées par les fronts montants puis descendants du signal rectangulaire, ont une durée de 300 ps et une amplitude de l'ordre de 60 mV crête à crête.

III. ANALYSE DE LA DISPERSION TECHNOLOGIQUE

Dans le but de s'assurer du bon fonctionnement de ce circuit, une étude de l'influence de la dispersion de la technologie s'imposait. Elle consiste à faire varier les composants susceptibles d'évoluer avec le processus de fabrication. Ainsi nous avons effectué une analyse de Monte-Carlo en prenant en compte les variations de paramètres dues à la technologie et précisées par le fondeur UMS. Les résultats obtenus sont présentés sur les schémas des figures 3 et 4. Ces figures représentent les résultats obtenus à partir d'une analyse Monte-Carlo de 120 itérations dans le domaine temporel. Pour ces simulations, le signal rectangulaire est resté à une largeur fixe. Les fronts montants déclenchent des impulsions en phase et les fronts descendants déclenchent des impulsions en opposition de phase entrelacées avec les précédentes.

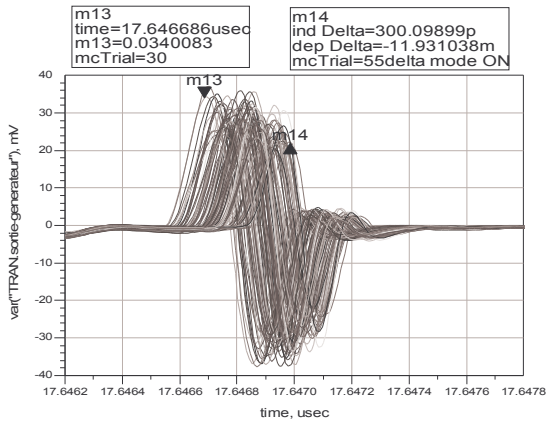


Figure 3 Résultats de l'analyse de Monte-Carlo pour l'impulsion en phase.

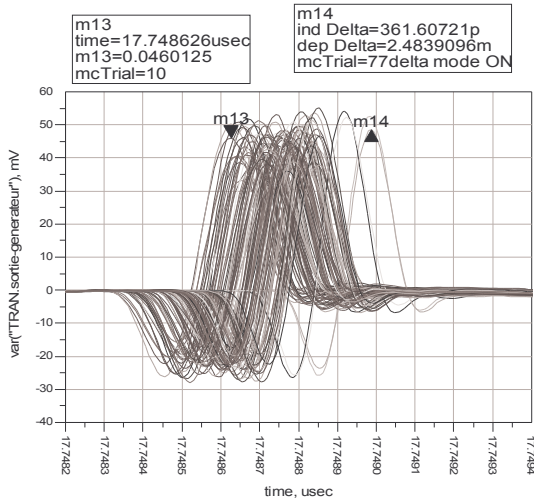


Figure 4 Résultats de l'analyse de Monte-Carlo pour l'impulsion en opposition de phase.

De ces résultats, nous observons une succession d'impulsions monocycles dont la forme varie peu et seule l'amplitude est atténuée. Cette dernière varie entre 35 mV et 22 mV pour les impulsions en phase, et entre 52 mV et 35 mV pour les impulsions en opposition de phase. Il apparaît surtout que les impulsions ne sont pas synchronisées, et nous observons ainsi un décalage temporel des unes par rapport aux autres. Ce décalage se fait sur une plage temporelle de 300 ps pour les impulsions en phase et 360 ps pour les impulsions en opposition de phase.

La distance temporelle entre deux impulsions en phase (figure 5) ou en opposition de phase (figure 6) ne varie pas avec la dispersion technologique. Par contre, la différence entre les impulsions en phase et en opposition de phase varie dans une plage de 300 ps.

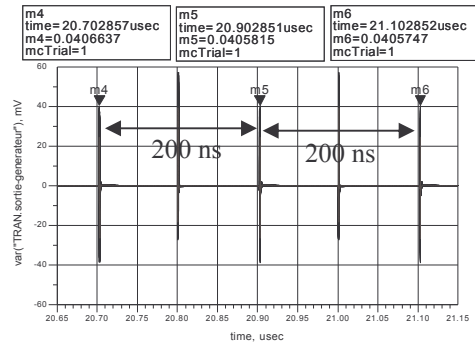


Figure 5 Mise en évidence de la régularité du processus de génération d'impulsions en phase.

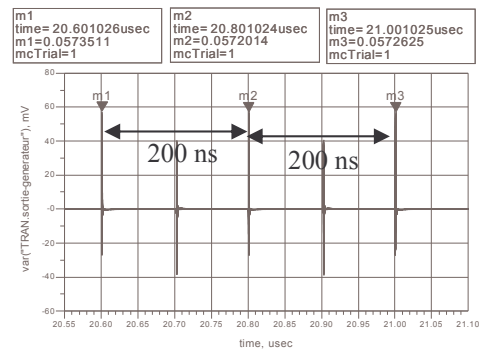
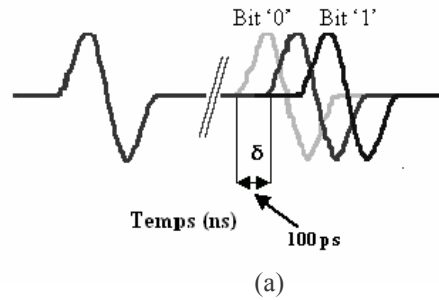
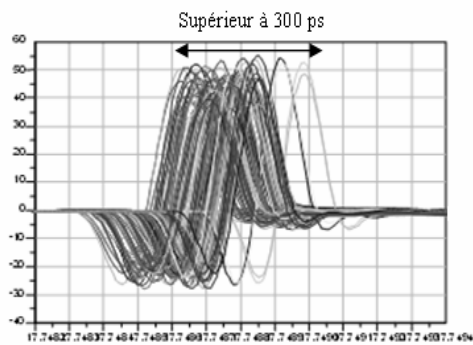


Figure 6 Mise en évidence de la régularité du processus de génération d'impulsions en opposition de phase.

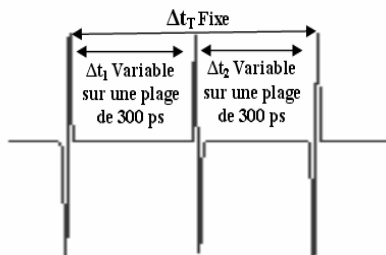
IV. DISPERSION TECHNOLOGIQUE ET TYPE DE MODULATION

L'analyse de la dispersion technologique a montré que celle-ci a deux grands effets. D'abord, elle agit sur les positions temporelles des impulsions puisqu'elle provoque leur dispersion sur une plage temporelle supérieure à 300 ps. L'autre effet est la variation des distances temporelles entre deux impulsions successives de polarités différentes. Ces deux résultats ont une très grande influence sur le type de modulation des impulsions. A la vue de ces phénomènes, l'emploi des modulations en position (PPM) ou en états de phase (BPSK) s'avère alors difficile. Ceci est illustré sur les schémas de la figure 7:





(b)



(c)

Figure 7 Principe de la modulation PPM et effet de la dispersion technologique : (a) Modulation PPM, (b) Dispersions des impulsions en temporel, (c) Variation des distances temporelles entre les impulsions.

La figure 7(a) présente un rappel du principe d'une modulation PPM avec un décalage temporel entre deux états binaires égal à 100 ps. Par rapport à une position d'émission idéale, le bit "0" est ainsi décalé de 100 ps vers la gauche et le bit "1" de 100 ps vers la droite. Les figures 7(b) et 7(c) représentent les deux principaux effets de la dispersion technologique. On constate que l'ordre de grandeur des effets de la dispersion technologique : 300 ps, est trois fois supérieur à celui du décalage temporel (100 ps) utilisé avec la modulation PPM proposée ici. Par conséquent, cette modulation PPM est totalement incompatible avec la gigue causée par la dispersion technologique.

La figure 8 montre les résultats d'une analyse Monte Carlo à six itérations de la superposition des impulsions représentant les bits 0 et 1. Ces simulations ont été obtenues avec un décalage temporel entre les deux états binaires de l'ordre de 120 ps. Nous constatons que même avec ce décalage qui est supérieure aux 100 ps du décalage habituel, les impulsions représentant les bits 0 et 1 se chevauchent, et de nouveau, la modulation PPM proposée est incompatible avec la dispersion technologique. Le même problème survient avec une modulation BPSK basée sur la polarité du signal. La démodulation d'une telle modulation demande une parfaite synchronisation en réception, ce qui ne s'associe pas bien avec la gigue observée.

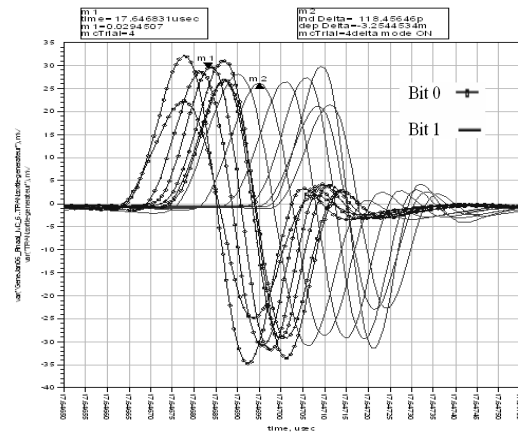


Figure 8 Superposition des impulsions représentant les bits 0 et 1 en modulation PPM

V. CONCLUSION

Dans cet article, la conception d'un générateur d'impulsions monocycles a été décrite brièvement et l'étude de la dispersion technologique du circuit de ce générateur a été présentée. Il a été montré que la dispersion technologique a pour effet de rendre très difficile l'emploi de modulations de type PPM ou BPSK. Par contre il apparaît qu'une approche de type OOK, avec une démodulation non cohérente, basée sur l'intégration de l'énergie reçue, sera sans doute la forme d'onde la mieux adaptée à ces phénomènes de dispersion.

VI. REFERENCES

- [1] R.A. Scholtz, "Multiple Access with Time Hopping Impulse Modulation", - invited paper in IEEE Military Communication Conference, Bedford, 1993
- [2] R. Van Nee, P. Ramjee, "OFDM for Wireless Multimedia Communications", Artech House Publishers, 2000.
- [3] A.J. Viterbi, "CDMA Principles of Spread Spectrum Communication", Addison-Wesley Wireless Communications Series, 1998.
- [4] L. Hanzo, M. Münster, B.J. Choi, T. Keller, "OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-user Communications", WLAN and Broadcasting", Wiley, 2004.
- [5] L. Deneire, B. Gyselinckx, M. Engels, "Training Sequence versus Cyclic Prefix. A New Look on Single Carrier Communication", IEEE Communications Letters, vol 5, n°7, July 2001.
- [6] T. Starr, M. Sorbara, J.M. Cioffi, P.J. Silverman, "DSL Advances", Prentice Hall, 2003.
- [7] W. Yu, J.M. Cioffi, "On constant power water-filling", in proc. ICC 2001, vol 6, pp 1665-1669, June 2001.
- [8] S. Paquelet, L.M. Aubert, B. Uguen, "An impulse radio asynchronous receiver for high data rate Joint Ultra wideband System," Conference and International Workshop on UWB systems, UWBST&IWUWBS 2004, IEEE Conference, Kyoto, Japan, 18-21 Mai 2004
- [9] J.B. Doré, S. Malléol, S. Paquelet, L.M. Aubert, B. Uguen, "UWB Non-Coherent High Data Rates Transceiver, Architecture and Implementation," IWCT, 2005, Oulu, Finland
- [10] R.G. Meyer, W.M. Sansen, S. Lui, "The differential pair as a triangle-sine wave converter", IEEE J. Solid-State Circuits, 1976, vol 11, pp. 418-420.