HAL
open science

Nouvelle modulation de phase à bande latérale unique

Haïfa Farès, Christian D.C. Glattli, Yves Louët, Christophe Moy, Jacques Palicot, Preden S Roulleau

To cite this version:

Haïfa Farès, Christian D.C. Glattli, Yves Louët, Christophe Moy, Jacques Palicot, et al.. Nouvelle modulation de phase à bande latérale unique. Journée Scientifiques de l'URSI, Feb 2017, Nice, France. hal-02087971

HAL Id: hal-02087971

https://hal.science/hal-02087971

Submitted on 2 Apr 2019

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

RADIOSCIENCES AU SERVICE DE L'HUMANITE

Nouvelle modulation de phase à bande latérale unique
A new phase modulation with Single Side Band property

***Haïfa Farès*[1,2], *Christian Glattli*[2], *Yves Louët*[1], *Christophe Moy*[1], *Jacques Palicot*[1], and *Preden Roulleau*[2]**

[1]*IETR - UMR CNRS 6164, CentraleSupélec, campus de Rennes, avenue de la Boulaie - CS 47601 35576 CESSON-SEVIGNE Cedex, {haifa.fares, yves.louet, christophe.moy, jacques.palicot}@centralesupelec.fr*
[2]*CEA Saclay, SPEC, URA 2464, F-91191 Gif-Sur-Yvette, {christian.glattli, preden.roulleau}@cea.fr*

Mots-clefs: modulation de phase, lorentzienne, bande latérale unique
Keywords: phase modulation, lorentzian pulse, single side-band signal

Résumé:
Dans cet article, nous présentons un schéma de modulation à phase continue basé sur une nouvelle forme d'onde, issue directement de la physique quantique. Cette forme d'onde a la singularité de générer directement un signal avec un spectre à bande latérale unique (la bande inférieure ou supérieure à la fréquence porteuse). L'utilisation modulations GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) ou GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying) avait pour but de réduire l'occupation spectrale étendue caractéristique du signal numérique à base d'impulsions rectangulaires. Nous montrons que cette nouvelle forme d'onde offre également une occupation spectrale réduite, comparable à celle offerte par la GMSK, en générant un spectre de fréquence très ramassé. Étant une modulation à enveloppe constante, sa consommation en puissance demeure réduite ce qui représente un avantage primordial pour des applications comme l'Internet de Objets.

Abstract: In this paper, we present a phase modulation scheme based on a new pulse shape, directly inspired from quantum physics, generating a single side-band (SSB) spectrum. In order to alleviate the wide power spectrum problem of rectangular data streams, GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) and GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying) modulations are used. In this paper, we show that the proposed waveform also offers reduced spectral occupation, comparable to that offered by the GMSK modulation, but where SSB property provides a very compact frequency spectrum. Being a constant envelope modulation, its low power may make the new modulation suitable for Internet of Things (IoT) applications.

1 Introduction

Communiquer à distance a toujours été une préoccupation fondamentale de l'humanité. Cependant, il n'y a pas très longtemps, le courrier demeurait l'unique moyen effectif capable d'assurer cette fonction, avant l'apparition du télégraphe, puis du téléphone, deux inventions majeures qui ont marqué le début de l'aire des télécommunications modernes. Dès les premiers développements de la téléphonie puis de la radio, les signaux ont été adaptés au canal de transmission par le biais de modulation d'amplitude ou de phase d'une onde porteuse sinusoïdale. Tous ces procédés de modulation sont caractérisés par des signaux à spectre bilatéral, c'est-à-dire un spectre centré autour de la fréquence porteuse présentant des composantes de fréquences en dessous et au-dessus de cette fréquence porteuse. Comme la bande inférieure renferme la même information que celle contenue dans la bande supérieure, le moyen le plus trivial permettant d'optimiser l'occupation spectrale en ne gardant qu'une seule bande latérale est le filtrage passe–bande. La transformée de Hilbert proposée par Hartley dans [1] est un moyen plus performant de suppression, *après génération du signal modulé*, de l'une des deux bandes latérales en trop. Elle consiste à construire, en utilisant un déphaseur large bande à 90°, la somme ou la différence de la partie en phase et en quadrature du signal modulé, pour conserver, respectivement, soit la bande latérale supérieure, soit la bande latérale inférieure. Une variante a été ensuite proposée dans [2]. Dans cet article, nous présentons une nouvelle forme d'onde originale qui permet de *générer directement un signal* ayant un spectre à bande latérale unique. Par '*directement*', nous entendons sans post traitement comme décrit ci-dessus. Etant à enveloppe constante, le signal sera amplifié dans une zone de fonctionnement de l'amplificateur à haut rendement, ce qui a un intérêt fort dans le cas où la consommation énergétique est un point critique comme dans le contexte de l'Internet des Objets, par exemple.

2 La modulation de phase à bande latérale unique

2.1 L'impulsion de phase et son origine en physique quantique

Le principe de génération directe d'un spectre unilatéral par une modulation particulière de la phase d'une onde trouve son origine dans un problème de physique quantique et s'explique implicitement dans la proposition théorique de Levitov et al. [3]. En considérant une courte impulsion de tension $V(t)$ appliquée à un conducteur quantique, une impulsion élémentaire de courant $I(t) = e^2V(t)/h_0$ est alors générée, où e est la charge d'un électron et h_0 est la constante de Planck. Ajustant l'amplitude et la durée de l'impulsion de sorte à générer la charge $Q = \int I(t)dt = e$, un électron unique est alors injecté du contact au conducteur. En général, l'impulsion de tension perturbe tous les électrons du conducteur résultant en un nombre d'excitations non désirées. Cependant, il a été montré dans [3] que si et seulement si $V(t)$ est une lorentzienne, un état pur d'électron unique est créé. Cet état nommé leviton a été observé récemment expérimentalement [4, 5].
En effet, un pulse de tension module la phase des ondes quantiques électroniques comme $\varphi(t) = (e/h_0)\int V(t')dt'$ et c'est seulement quand $V(t)$ (ou $d\varphi/dt$) est **lorentzien** que le spectre en énergie acquis par les électrons (le spectre en fréquence) devient **à bande latérale unique** permettant de créer le **leviton**. D'où est née l'idée d'exploiter cette propriété spectrale originale non plus aux ondes électroniques quantiques mais aussi à tous types d'ondes : électromagnétiques, acoustiques, etc [6]. Transposée directement au domaine des communications numériques, cela nous permet de définir une modulation de phase dont la dérivée des impulsions de phase est de type lorentzienne afin de générer un signal à spectre unilatéral.

2.2 L'origine fondamentale de la modulation à bande latérale unique

Le spectre du signal complexe $x(t) = e^{-j\varphi(t)}$ est donné par sa transformée de Fourier $X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\varphi(t)}e^{j2\pi ft}dt$. Pour obtenir un spectre à bande latérale unique, il faut que cette transformée de Fourier ait une valeur nulle pour $f < 0$; par conséquent, il faut que $x(t)$ ne présente aucun pôle dans le demi-plan inférieur. De plus, pour que $X(f)$ soit non nul pour $f > 0$, $X(f)$ doit avoir au moins un pôle dans le demi-plan supérieur. En outre, comme le module de $x(t)$ est l'unité, la solution la plus simple vérifiant les conditions évoquées précedemment, c'est-à-dire avec un pôle en $t_0 + jw_0$ est donnée par

$$x(t) = e^{-j\varphi(t)} = \frac{t - t_0 + jw_0}{t - t_0 - jw_0}. \tag{1}$$

Ceci implique que $\varphi(t) = \varphi_0(t) = 2\arctan\left(\frac{t-t_0}{w_0}\right)$, résultant en une transformée de Fourier $X(f) = e^{-4\pi w_0 f}$, pour $f > 0$ et zéro sinon. A présent, il faut bien noter que la dérivée de $\varphi_0(t)$ est une lorentzienne centrée au temps t_0 et de durée caractéristique w_0.
La généralisation de ce principe en rajoutant des pôles mais exclusivement dans le demi-plan supérieur permet à $X(f)$ de garder toujours la propriété de la bande latérale unique. Explicitement, cette généralisation consiste à générer des phases plus complexes, somme de phases élémentaires de type φ_0, centrées au temps t_i et de durée w_i. La forme générique de $x(t)$ est alors :

$$x(t) = e^{-j\varphi(t)} = \prod_{i=0}^{N-1} \frac{t - t_i + jw_i}{t - t_i - jw_i}. \tag{2}$$

2.3 Principe de la modulation numérique Single Side Band Phase Shift Keying (SSB-PSK)

Le signal transportant l'information binaire est le signal sinusoïdal donné par :

$$s(t) = \cos\left(2\pi f_c t + \sum_{k=-\infty}^{+\infty} hb_k\varphi_0(t - kT))\right), \tag{3}$$

où f_c est la fréquence porteuse, b_k est le train binaire, T est la durée d'un bit b_k, h est l'indice de modulation (un entier pour assurer un incrément de phase égal à $2h\pi$) et $\varphi_0(t)$ est une impulsion de phase levitonique, telle que définie dans la section précédente et dont la dérivée est une lorentzienne. $\varphi_0(t)$ s'écrit comme :

$$\varphi_0(t) = 2\arctan\left(\frac{t - t_0}{w}\right). \tag{4}$$

Dans ce signal sinusoïdal, nous effectuons un codage de la phase où le k^{ième} bit de durée T contribue à la phase totale $\varphi(t)$ de la porteuse par la quantité $2b_k \arctan\left(\frac{t-kT}{w}\right)$ avec $b_k = 0$ ou 1 et w est une durée comparable ou inférieure à la durée d'un bit T. Autrement dit, nous associons une impulsion lorentzienne avec un incrément

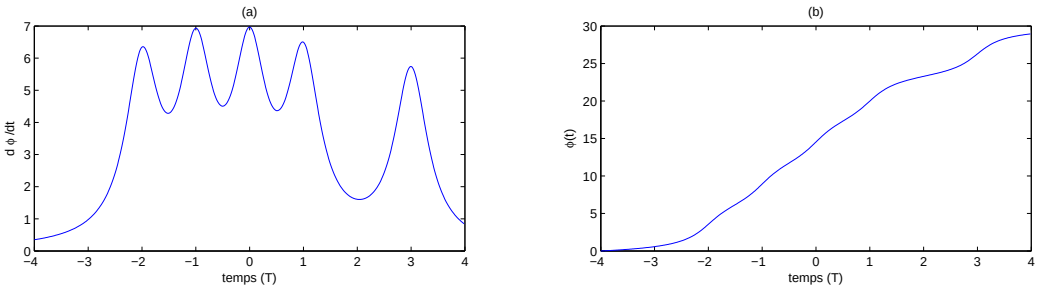

FIGURE *1 – Signaux temporels après modulation SSB-PSK pour la suite de bits* $\{0, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 1\}$ *: (a) Dérivée de la phase, (b) Evolution de la phase.*

de phase égal à $2h\pi$ au bit 1 et aucune impulsion n'est associée au bit 0. La dérivée de la phase totale est alors une somme de lorentziennes $\frac{2w}{(t-kT)^2+w^2}$ centrées en kT, de largeur à mi-hauteur w et pondérées par les bits b_k. Notons bien que, dans le cas où l'indice de modulation h est un entier positif, le spectre est alors situé uniquement dans la bande supérieure à f_c. L'indice de modulation h peut être également un entier négatif ; dans ce cas, nous obtiendrons le spectre miroir par rapport à f_c et aucune composante dans cette bande supérieure. A partir de cette observation, aucun codage antipodal n'est possible au niveau des bits : dans le cas contraire, le spectre redeviendra parfaitement bilatéral centré autour de f_c, avec des composantes en dessous de f_c représentant la contribution des bits $b_k = 0$ codés en -1 et des composantes au dessus de f_c représentant la contribution des bits $b_k = 1$ codés en 1.
La figure 1.(a) montre le signal de dérivée de la phase pour la suite de bits $\{0, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 1\}$; la phase est ensuite intégrée pour générer le signal de la figure 1.(b). Cette dernière montre la continuité de cette phase.
La lorentzienne qui transporte l'information binaire, étant à décroissance très lente, doit être représentée sur une longueur infinie pour pouvoir assurer un incrément de phase exactement égal à 2π. En pratique, les lorentziennes seront tronquées à $L > 1$ période bit et un facteur correctif est à présent introduit dans l'expression de la lorentzienne sous forme d'un coefficient multiplicateur pour conserver un incrément de phase égal à 2π. La lorentzienne tronquée est alors donnée par

$$\frac{d\tilde{\varphi}_0}{dt} = \mu \frac{2w}{(t-t_0)^2 + w^2}, \tag{5}$$

μ est un facteur de correction de l'incrément de phase afin de retrouver la valeur de 2π, ce facteur est défini comme le rapport entre l'incrément de phase sans troncature et celui obtenu après troncature de la lorentzienne :

$$\mu = \frac{2\pi}{\int_{t_0-LT/2}^{t_0+LT/2} \frac{2w}{(t-t_0)^2+w^2} dt} = \frac{\pi}{\arctan\left(\frac{LT}{2w}\right)}. \tag{6}$$

μ n'est clairement pas un entier, la forme d'onde est alors modifiée (il ne s'agit plus d'une lorentzienne pure), d'où la réapparition des composantes spectrales dans la bande latérale inférieure pour $h > 0$ (supérieure pour $h < 0$). Cependant, plus L est grand, plus μ est proche d'un entier, et donc moins il y a de réapparition de composantes spectrales non désirées.
D'autre part, vu que l'information binaire devant être contenue dans une période T est à présent représentée sur L périodes T, des recouvrements destructifs de l'information sont générés. Tout comme la GMSK, la modulation SSB-PSK est alors classée comme modulation à réponse partielle, ce qui engendre de l'interférence entre symboles (IES). Nous avons donc intérêt à réduire L pour réduire l'IES. Par conséquent, entre la réduction d'IES (réduire L) et la conservation de la propriété de bande latérale unique (augmenter L), un compromis sur la valeur la plus appropiée de L doit être trouvé.

3 Spectre des signaux modulés en SSB-PSK

La densité spectrale de puissance (DSP) du signal modulé en SSB-PSK est représenté par la figure 2, donnée par la moyenne de 10 spectres relatifs à 10 trains binaires aléatoires différents de 2048 bits chacun et pour des lorentziennes de largeur $w = 0.37T$, représentées sur une durée infinie $L = \infty$ (numériquement, nous choisissons une valeur assez grande pour garantir un incrément de phase égal à 2π ou encore $\mu = 1$). Les fréquences sont en unité de $1/T$. La porteuse f_c a une fréquence égale à $10/T$. Dans cet exemple d'illustration, nous choisissons $h = 1$, un entier positif ; toutes les composantes spectrales du signal se situent alors dans la bande supérieure à f_c. Pour comparaison, nous présentons également la DSP du signal modulé en GMSK.
Le spectre du signal modulé par cette nouvelle forme d'onde est bel et bien unilatéral en le comparant au signal modulé en GMSK qui est symétrique par rapport à la fréquence porteuse f_c. L'essentiel de la puissance étant concentrée dans une bande de $1/T$, le spectre de puissance décroît par la suite abruptement par paliers de 20

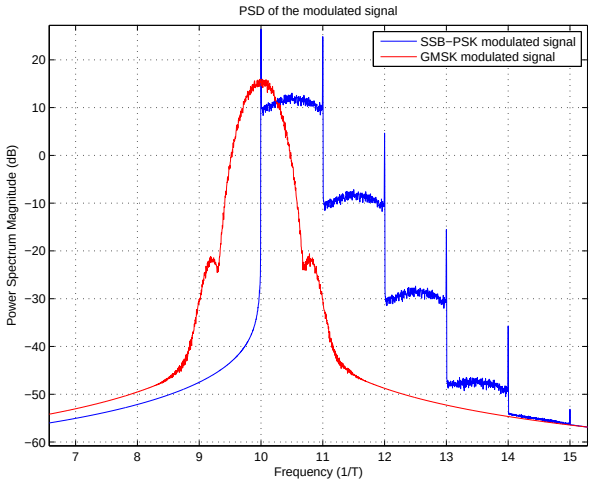

FIGURE *2 – Comparaison des densités spectrales de puissance : en bleu pour un signal SSB-PSK, en rouge pour un signal GMSK, pour une même fréquence porteuse* $f_c = 10/T$.

dB, espacés fréquentiellement par pas de $1/T$. Cette décroissance exponentielle observée est égale à $e^{-4\pi w f}$, c'est-à-dire 1/100 (retrouvant la valeur de -20 dB évoquée précédemment) pour $w/T = 0.37$. Des pics fins, appelés aussi des lignes spectrales, sont également observés autour des fréquences f_c, $f_c + 1/T$, $f_c + 2/T$, etc. Ils sont dus à la valeur de l'incrément de phase qui est égal à 2π, comme ce qui a été noté dans des techniques conventionnelles de modulation de phase dont l'incrément est 2π [7]. Cette valeur de l'incrément de phase est primordiale pour obtenir la propriété de la bande latérale unique. Cependant, il demeure important de souligner que le fait de s'écarter très peu de cette valeur critique permettra de réduire voire supprimer ces lignes spectrales au prix d'une réapparition de composantes dans la bande inférieure du spectre mais qui sont tout de même de très faible amplitude. Le spectre du signal modulé en SSB-PSK, pour un incrément de phase égal à 95% de 2π est représenté par la figure 3. La configuration des signaux considérée dans la figure 2, a été reprise dans cette illustration. La différence majeure, que nous pouvons souligner, est la réduction nette des lignes spectrales.
Le tableau 1 permet d'étudier l'effet de la troncature des lorentziennes sur le spectre du signal modulé en SSB-PSK. Dans ce tableau, nous présentons l'occupation spectrale d'un signal modulé en SSB-PSK pour plusieurs valeurs de $L = \infty, 12, 4, 2$. Cette occupation spectrale est exprimée en termes de bande fréquentielle en $1/T$ occupée par 98% de la puissance du signal transmis pour $w = 0.37T$, notée par Bw. Par souci de comparaison, nous donnons aussi l'occupation spectrale d'un signal modulé GMSK ; en particulier, pour $BT = 0.3$, $Bw = 0.86$. Nous pouvons clairement noter à travers ces résultats que pour des lorentziennes non tronquées, l'occupation spectrale de la modulation SSB-PSK reste proche de celle atteinte par la modulation GMSK. Cependant, plus la forme d'onde est tronquée, plus l'occupation spectrale augmente.
La figure 4 représente le diagramme d'oeil du signal modulé en SSB-PSK pour $L = 12$ et 4. Nous observons clairement beaucoup plus d'interférences entre symboles pour une troncature à $L = 12$ périodes T qu'à $L = 4$

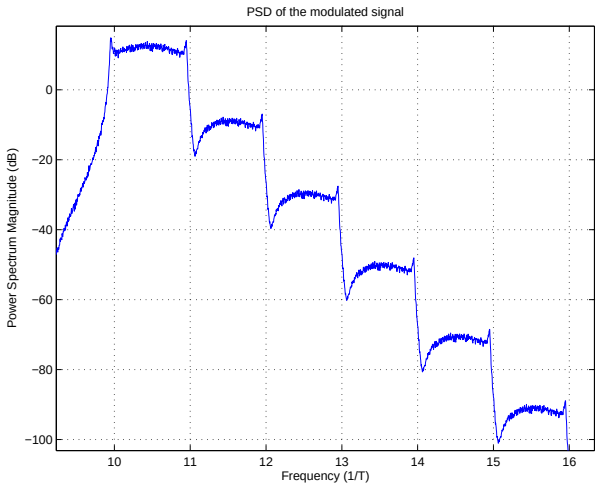

FIGURE *3 – Densité spectrale de puissance d'un signal SSB-PSK avec 95% de l'incrément de phase d'une lorentzienne pure.*

Table 1 – *Occupation spectrale*

SSB-PSK				
L	∞	12	4	2
μ	1	1.04	1.13	1.29
Bw	1	1.08	1.26	1.53

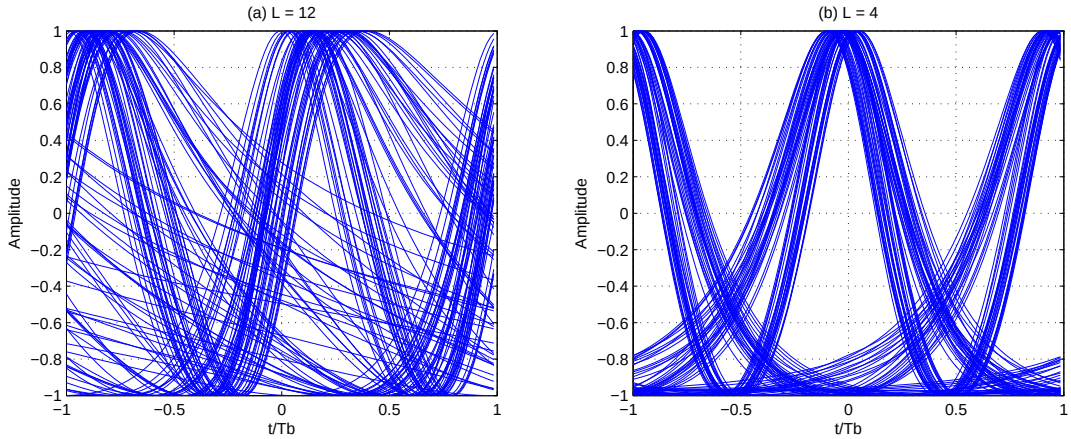

Figure 4 – *Diagramme d'oeil du signal modulé SSB-PSK avec des lorentziennes tronquées à L périodes T : (a) $L = 12$, (b) $L = 4$.*

périodes T. Une démodulation du signal en traversant un canal bruité en présence du niveau d'IES noté pour $L = 12$ sera nettement moins efficace que pour $L = 4$.
A partir des conclusions tirées de le tableau 1 et de la figure 4, une troncature des lorentziennes à $L = 4$ périodes T semble être un bon un compromis entre la préservation de l'occupation spectrale (par la conservation de la propriété de la bande latérale unique) et la réduction du niveau des interférences entre symboles.

4 Conclusion

Dans cet article, nous avons présenté une nouvelle forme d'onde originale à spectre unilatéral. Nous avons expliqué les prémices de cette idée qui sont issus de la physique quantique. En outre, nous avons comparé son spectre avec celui issu d'une modulation de phase continue classique (GMSK) largement utilisée dans des contextes de transmission pouvant être ciblés par cette nouvelle proposition. Etant à réponse partielle, tout comme la GMSK, cette forme d'onde présente de l'interférence entre symboles ; un compromis entre occupation spectrale et efficacité de démodulation en présence du bruit peut être conclu. Les travaux futurs porteront sur le schéma de démodulation à mettre en place au niveau du récepteur afin de reconstruire le signal d'origine après avoir traversé un canal bruité. Les performances en termes de taux d'erreurs binaire pourront être également comparés avec ceux obtenus avec la modulation GMSK.

5 Références

[1] R. V. L. Hartley, US Patent 1666206, Apr. 1928.

[2] D. K. Weaver Jr., *A third method of generation and dectection of single-sideband signals*, Proceeding on the IRE, pp. 1703–1705, Jun. 1956.

[3] L. Levitov, H. Lee, et G. Lesovik, *Electron counting statistics and coherent states of electric current*, J. Math. Phys. 37, 4845, Jul 1996.

[4] J. Dubois, T. Jullien, F. Portier, P. Roche, A. Cavanna, Y. Jin, W. Wegscheider et D. C. Glattli, *Minimal-excitation states for electron quantum optics using levitons*, Nature, No 502, pp 659–663, Oct. 2013.

[5] T. Jullien, P. Roulleau, B. Roche, A. Cavanna, Y. Jin et D. C. Glattli, *Quantum tomography of an electron*, Nature, No 514, pp 603–607, Oct. 2014.

[6] D.C. Glattli et P. Roulleau, patent WO2016124841 A1.

[7] H. E. Rowe et V. K. Prabhu, *Power spectrum of a digital frequency-modulation signal*, The Bell System Technical Journal, 54, No 6, pp 1095–1125, 1975.