



HAL
open science

Synthétiseur d'Impulsions Ultra-Large Bande à Enveloppe Échantillonnée-bloquée en technologie CMOS 28 nm

Felipe Artemio Schoulten, R. Vauche, Sylvain Bourdel, Jean Gaubert, André
Mariano, N. Dehaese, Herve Barthelemy

► **To cite this version:**

Felipe Artemio Schoulten, R. Vauche, Sylvain Bourdel, Jean Gaubert, André Mariano, et al.. Synthétiseur d'Impulsions Ultra-Large Bande à Enveloppe Échantillonnée-bloquée en technologie CMOS 28 nm. XXIIèmes Journées Nationales Microondes (JNM 2022), Jun 2022, Limoges, France. hal-04029321

HAL Id: hal-04029321

<https://hal.science/hal-04029321v1>

Submitted on 14 Mar 2023

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.

Synthétiseur d'Impulsions Ultra-Large Bande à Enveloppe Échantillonnée-bloquée en technologie CMOS 28 nm

F. A. Schoulten¹, R. Vauché¹, S. Bourdel², J. Gaubert¹, A. A. Mariano³, N. Dehaese¹, H. Barthelemy¹

¹ Aix-Marseille Université, Université de Toulon, CNRS, IM2NP

² Université Grenoble-Alpes, Grenoble-INP, RFIC-Lab, Grenoble

³ Universidade Federal do Paraná, GICS-UFPR, Curitiba, Brésil
felipe.artemio-schoulten@im2np.fr

Résumé – Dans cet article est présenté un synthétiseur d'impulsions ultra large-bande (ULB) à enveloppe échantillonnée-bloquée pour la bande 3,1 GHz – 10,6 GHz. Il est construit autour d'un oscillateur contrôlé en tension à démarrage et arrêt rapide et d'un circuit de mise en forme d'enveloppe. Le circuit de mise en forme permet d'appliquer aux impulsions générées par l'oscillateur une enveloppe échantillonnée-bloquée qui peut sous certaines conditions permettre la conformité à un masque radiofréquence particulier tout en réduisant la complexité du circuit à concevoir. Afin de couvrir l'intégralité de la bande 3,1 GHz – 10,6 GHz, le synthétiseur d'impulsions présenté a été conçu en technologie CMOS 28 nm et est alimenté avec une tension de 1 V. Ce circuit peut être configuré pour adresser chacun des canaux du standard IEEE 802.15.4 tout en respectant les exigences de l'autorité américaine de régulations des communications (FCC). Enfin, le circuit peut être éteint entre l'émission de deux impulsions et n'a alors qu'une consommation de 15 μ W environ.

1. Introduction

Depuis que l'autorité américaine de régulations des communications (FCC) a autorisé les communications ultra-large bande (ULB) dans la bande de fréquences 3,1 GHz – 10,6 GHz, plusieurs techniques ont été développées pour l'exploiter dont notamment la radio impulsienne [1]. Cette dernière consiste à utiliser des impulsions de courte durée (ici de l'ordre de la ns) au lieu d'une porteuse modulée afin de transmettre de l'information, ce qui a pour conséquence d'étaler le spectre [2] mais permet une meilleure résolution pour les applications de localisation ainsi qu'une consommation moindre des émetteurs-récepteurs [3]. Néanmoins, il est important de la mettre en œuvre à l'aide d'émetteurs ayant une certaine reconfigurabilité afin de garantir la conformité de la densité spectrale de puissance (DSP) du signal émis vis-à-vis des standards (IEEE) et des réglementations (FCC, ETSI, etc.) [4] et ce, même en cas de variations associées au process, à la tension ou à la température (PVT). C'est pourquoi, un synthétiseur d'impulsions ULB capable d'adresser tous les canaux dans la bande 3,1 GHz – 10,6 GHz du standard IEEE 802.15.4, tout en permettant un contrôle fin du spectre émis, est proposé dans cet article. Ce circuit est basé sur un oscillateur à démarrage et arrêt rapide et un circuit de

mise en forme d'enveloppe. Ce dernier a la particularité d'appliquer une enveloppe échantillonnée-bloquée aux impulsions générées par l'oscillateur, minimisant ainsi la complexité du circuit tout en garantissant le respect des contraintes imposées par le standard IEEE 802.15.4 et par la réglementation FCC. Cet article est organisé comme suit. La section 2 traite de la problématique de l'enveloppe à appliquer aux oscillations afin de se conformer à la fois à la réglementation et au standard. La section 3 se concentre quant à elle sur l'architecture retenue pour le circuit. Pour finir, la section 4 est dédiée à la validation du circuit à l'aide de simulations prenant en compte les capacités parasites des lignes d'interconnexion.

2. Enveloppe d'une impulsion ULB

Pour être conforme au standard IEEE 802.15.4 et à la réglementation FCC, l'enveloppe de l'impulsion doit permettre de (i) respecter le gabarit du canal IEEE visé, (ii) présenter une réjection des lobes secondaires dans les canaux IEEE adjacents d'au moins 18 dB et (iii) avoir une bande à -10 dB supérieure à 500 MHz (réglementation FCC).

Une impulsion sinusoïdale $p(t)$ peut être exprimée de la façon suivante :

$$p(t) = x(t) \cos(2\pi f_c t - \varphi) \quad (1)$$

où $x(t)$ est l'enveloppe de l'impulsion, f_c la fréquence centrale de l'impulsion, et φ la phase de l'impulsion. La transformé de Fourier mono-latérale de cette impulsion s'écrit :

$$P^+(f) = \frac{1}{\sqrt{2}} X(f - f_c) \exp(-j\varphi) \quad (2)$$

où $X(f)$ est la transformé de Fourier de l'enveloppe de l'impulsion.

L'enveloppe rectangulaire, la plus simple à fabriquer, s'écrit de la manière suivante :

$$x_R(t) = A \cdot \Pi_T\left(\frac{t}{\tau_p}\right) \quad (3)$$

où A et τ_p sont respectivement l'amplitude et la durée de l'impulsion et $\Pi_T(t)$ la fonction porte de largeur T . La transformée de Fourier de cette enveloppe rectangulaire est donnée par :

$$X_R(f) = A \cdot \tau_p \operatorname{sinc}(\pi f \tau_p). \quad (4)$$

Pour cette enveloppe, l'énergie de l'impulsion est :

$$E_{pR} = \frac{A^2 \tau_p}{2Z_L} \quad (5)$$

où A est l'amplitude crête de l'impulsion et Z_L l'impédance sur laquelle est appliquée l'impulsion. Enfin, la durée de l'impulsion peut être exprimée en fonction de la fréquence d'oscillations f_c telle que :

$$\tau_p = \frac{N}{2f_c} \quad (6)$$

où N est le nombre de demi-périodes de sinusoïde.

La Figure 1 montre un exemple d'impulsion rectangulaire respectant le gabarit du canal 3 ($BW_{-3dB} = 499$ MHz) du standard IEEE 802.15.4 ainsi que son spectre. Il est possible de voir qu'une telle impulsion à une largeur de bande à -10 dB inférieure à 500 MHz contrairement à ce qu'impose la réglementation FCC. Ainsi, bien qu'une enveloppe rectangulaire soit simple à mettre en œuvre, elle ne permet pas de respecter la réglementation FCC (iii) en même temps que les contraintes (i) et (ii) imposées par le standard.

Une enveloppe triangulaire (fonction rampe croissante puis décroissante) peut quant à elle s'exprimer de la façon suivante :

$$x_T(t) = \begin{cases} A \left(1 - \frac{2|t|}{\tau_p}\right) & \text{si } 0 < |t| \leq \frac{\tau_p}{2} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (7)$$

La transformé de Fourier de cette enveloppe triangulaire est donnée par :

$$X_T(f) = A \cdot \tau_p \text{sinc}^2(\pi f \tau_p) \quad (8)$$

Enfin, l'énergie de l'impulsion triangulaire E_{pT} est donnée par :

$$E_{pT} = \frac{A^2 \tau_p}{8Z_L} \quad (9)$$

La Figure 2 montre une impulsion triangulaire respectant le gabarit du canal 3 ($BW_{-3dB} = 499$ MHz) du standard IEEE 802.15.4 ainsi que son spectre. Par rapport à l'impulsion rectangulaire, les lobes secondaires ont un niveau de rejection plus élevé en plus d'avoir une bande à -10 dB supérieure à 500 MHz. Ainsi, une enveloppe triangulaire permet de respecter les conditions (i) à (iii). Cependant, elle est relativement plus complexe à réaliser.

Pour faciliter sa génération, l'approche suivie ici consiste à approximer l'enveloppe triangulaire par une enveloppe triangulaire échantillonnée-bloquée. Ce type d'enveloppe échantillonnée-bloquée s'apparente à une combinaison d'impulsions rectangulaires décalées dans le temps et d'amplitude distinctes. Elle peut s'écrire :

$$x_s(t) = \sum_{k=0}^{K-1} x_C \left(k\tau_e - \frac{K-1}{2}\tau_e \right) \cdot \Pi_T \left(t - k\tau_e + \frac{K-1}{2}\tau_e \right) \quad (10)$$

où τ_e est la durée d'un échantillon, K est le nombre d'échantillons et $x_C(t)$, l'enveloppe non discrétisée considérée (ici l'enveloppe triangulaire). La transformée de Fourier de cette enveloppe échantillonnée-bloquée s'exprime de la façon suivante :

$$X_s(f) = \exp\left(-j\pi f \tau_e \left(\frac{K-1}{2}\right)\right) \text{sinc}(\pi f \tau_e) \sum_{k=0}^{K-1} X_C \left(f - \frac{k}{\tau_e} \right) \quad (11)$$

Enfin, l'énergie émise par impulsion s'exprime pour cette enveloppe de la façon suivante :

$$E_{pS} = \frac{\tau_p}{2Z_L} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} x_C^2 \left(k\tau_e - \frac{K-1}{2}\tau_e \right) \quad (12)$$

En partant des contraintes (i) à (iii) et de l'expression formelle de l'enveloppe triangulaire, il est possible de déterminer numériquement le nombre d'échantillons et leur durée permettant de se conformer au standard IEEE et à la réglementation FCC. Ainsi, pour être en mesure d'adresser tous les canaux du standard IEEE 802.15.4, une enveloppe triangulaire échantillonnée-bloquée contenant 6 échantillons, d'une durée d'environ 280 ± 30 ps (pour les canaux où $BW_{-3dB} \neq 499$ MHz) ou 690 ± 60 ps (pour les canaux où $BW_{-3dB} = 499$ MHz), doit être utilisée pour mettre en forme l'impulsion provenant de l'oscillateur (la durée des échantillons étant constante tout au long de l'impulsion pour un canal donné).

La Figure 3 montre une impulsion triangulaire à enveloppe échantillonnée-bloquée adressant le canal 3 ($BW_{-3dB} = 499$ MHz) du standard IEEE 802.15.4 ainsi que son spectre. Il apparaît que celle-ci a une moins bonne réjection des lobes secondaires par rapport à l'impulsion triangulaire vue précédemment. Néanmoins, cette enveloppe respecte les conditions (i) à (iii) et il est possible de la générer et de la contrôler à l'aide d'un circuit intégralement numérique comme proposé ici.

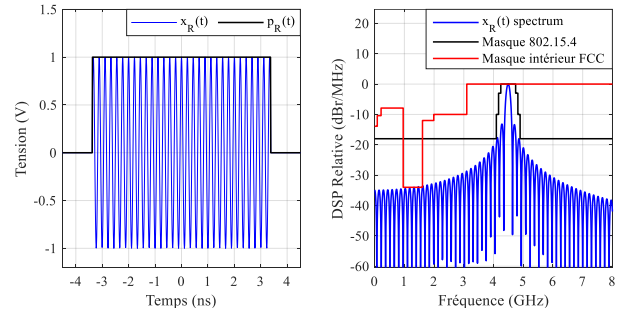


Figure 1. Impulsion d'enveloppe rectangulaire adressant le canal 3 du standard IEEE 802.15.4. ($BW_{-3dB} = 499$ MHz and $\tau_p = 6.75$ ns).

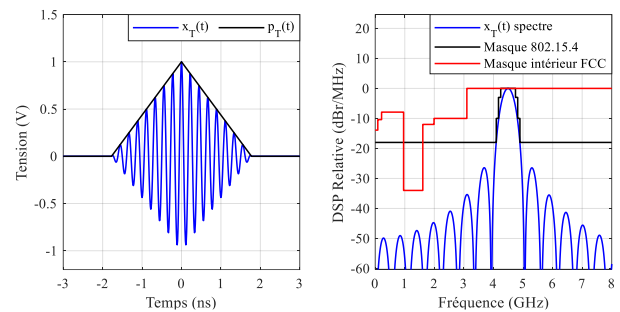


Figure 2. Impulsion d'enveloppe triangulaire adressant le canal 3 du standard IEEE 802.15.4. ($BW_{-3dB} = 499$ MHz and $\tau_p = 3.55$ ns).

3. Synthétiseur d'impulsions IR-UWB

Le synthétiseur d'impulsions IR-UWB a été conçu pour respecter les contraintes imposées par le standard IEEE 802.15.4 et la réglementation FCC. Son architecture est indiquée sur la Figure 4 et repose sur 6 fonctions. La première fonction (a) est un oscillateur contrôlé en tension (VCO) à démarrage et arrêt rapide. Il est capable de générer une impulsion à la fréquence centrale du canal

visé. Cette fréquence peut être ici comprise entre 3,1 GHz et 10,6 GHz. La deuxième fonction (b) est un amplificateur dont le gain est contrôlé numériquement (DCA) afin de moduler l'amplitude de l'impulsion générée par l'oscillateur. La troisième fonction (c) est un circuit tampon garantissant la bonne transmission des oscillations du VCO au DCA (étage buffer). La quatrième fonction (d) est un circuit de contrôle de l'enveloppe chargé d'envoyer les mots binaires permettant d'atteindre l'amplitude désirée pour chaque échantillon de l'enveloppe échantillonnée-bloquée. Compte tenu de la vitesse à laquelle ces mots binaires doivent être transmis au DCA, elle comprend une mémoire rapide devant être rafraîchie avant l'envoi de chaque impulsion (registre à décalage à chargement parallèle). La cinquième fonction (e) est un oscillateur double bande contrôlé numériquement (DCO-DB). Il cadence l'envoi des mots binaires au DCA et règle ainsi la durée des échantillons. Enfin, la sixième fonction (f) est une mémoire lente permettant de stocker entre l'envoi de deux impulsions les mots binaires à transmettre au DCA. Son contenu est transféré à la mémoire rapide de la fonction (d) avant l'envoi de chaque impulsion.

Afin de couvrir l'intégralité de la bande de fréquence désirée, une logique CML a été utilisée pour implémenter les fonctions (a), (b) et (c). De plus, il est à noter que le gain du DCA et la fréquence d'oscillations du DCO-DB sont contrôlés par un mot binaire, de 8 bits chacun, afin de permettre un réglage suffisamment fin de l'amplitude et de la durée des échantillons pour notamment se conformer aux conditions (i) à (iii) et ce, même en présence de variations PVT (un 9^{ième} bit de contrôle permet de sélectionner la plage de contrôle de durée des échantillons ; plage centrée sur 280 ps ou sur 690 ps). Par ailleurs, la mémoire rapide a une capacité de 8x8 bits ce qui permet la mise en œuvre d'une enveloppe échantillonnée-bloquée contenant jusqu'à 8 échantillons. Enfin, chaque fonction a été conçue de manière à ce qu'elle puisse être éteinte entre l'envoi de deux impulsions et ainsi minimiser la consommation durant cette phase.

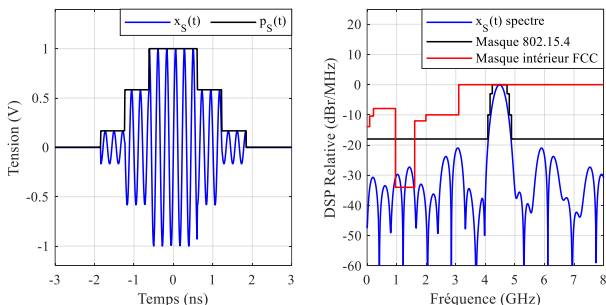


Figure 3. Impulsion d'enveloppe échantillonnée-bloquée adressant le canal 3 du standard IEEE 802.15.4. ($BW_{-3dB} = 499$ MHz and $\tau_p = 4$ ns).

Comme indiqué, le circuit de mise en forme d'enveloppe a pour but de permettre la programmation de l'amplitude des échantillons (8 bits), ce dernier jouant sur le gain du DCA. Le contrôle de l'amplitude des échantillons se fait par l'intermédiaire de la mémoire rapide, qui est composée de 8 registres à décalage de 8 bits avec chargement parallèle. La Figure 5 montre les

chronogrammes du circuit de mise en forme d'enveloppe. Sur cette figure, les valeurs « D0 » à « D7 » correspondent chacune à l'amplitude codée sur 8 bits d'un des échantillons. Si aucune impulsion n'est émise, le bus de données de 8 bits à la sortie ne contient que des '0'.

La porte NAND avant la mémoire rapide (Fig. 5) permet quant à elle le contrôle du cadencement de la mémoire rapide par le signal d'horloge issu du DCO-DB via le signal « Démarrage Mémoire » (une période de ce signal d'horloge correspond à la durée d'un échantillon). Enfin, le signal « Load Bit » permet d'initialiser la mémoire rapide aux valeurs stockées dans la mémoire lente. Cela doit être fait avant la génération du premier échantillon de l'impulsion comme indiqué sur la Figure 5.

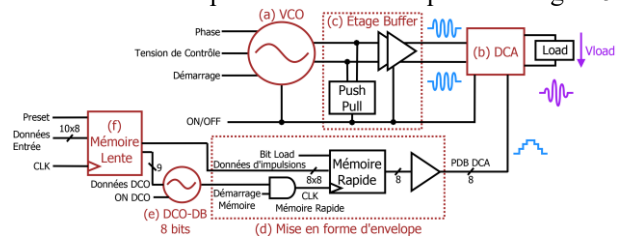


Figure 4. Schéma du synthétiseur d'impulsions IR-UWB.

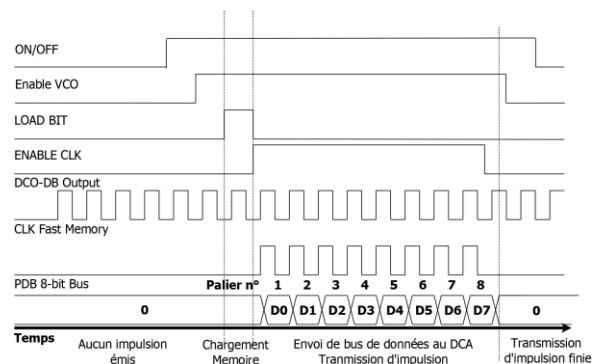


Figure 5. Chronogrammes du circuit de mise en forme d'enveloppe.

Concernant la mémoire rapide, elle est composée de 8 registres à décalage de 8 bits (1 registre par bit de contrôle de l'amplitude). La Figure 6 montre le schéma d'un des registres à décalage de 8 bits. Celui-ci est composé de 8 bascules D flip-flops, d'un buffer, de 8 portes NAND et de 8 inverseurs. La première bascule D flip-flop reçoit la valeur du bit relative au dernier palier tandis que la dernière bascule D flip-flop reçoit la valeur du bit relative au premier palier. Après le chargement de ce registre à décalage par les données contenues dans la mémoire lente, les données se propagent jusqu'à ce que le registre soit vide, autrement dit, jusqu'à ce que toutes les sorties des bascules D flip-flops soient au niveau logique bas.

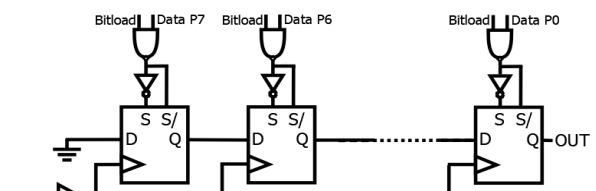


Figure 6. Chronogrammes du circuit de mise en forme d'enveloppe.

4. Simulation

Le circuit proposé a été conçu en technologie CMOS 28 nm FD-SOI de chez STMicroelectronics pour une tension d'alimentation de 1 V. Pour valider son fonctionnement, des simulations au niveau transistor ont été réalisées. Bien que le dessin des masques n'ait pas encore été fait, ces simulations ont tenu compte des valeurs estimées des capacités parasites des lignes d'interconnexions.

Des exemples d'impulsions obtenus pour les canaux 14 et 15, qui sont les canaux les plus contraignants du standard IEEE 802.15.4, sont indiqués sur les Figures 7 et 8. Le canal 14, de fréquence centrale 9984 MHz, nécessite 6 échantillons d'une durée de 651 ps. Le canal 15, de fréquence centrale 9484,8 MHz, nécessite quant à lui 6 échantillons d'une durée de 256 ps. Ces deux enveloppes échantillonnées-bloquées respectent à la fois les contraintes imposées par le standard IEEE et par la réglementation FCC.

Le synthétiseur d'impulsions a une consommation statique de $14,53 \mu\text{W}$ à laquelle il faut ajouter une consommation de $308,34 \text{ pJ}$ par impulsion générée, pour le canal 14, et de $157,67 \text{ pJ}$ par impulsion pour le canal 15. Enfin, une comparaison avec l'état de l'art est faite dans le tableau 1. Bien que ce ne soit pas valider en mesure, il apparaît qu'il est le seul à potentiellement couvrir à la fois l'intégralité de la bande FCC et tous les canaux du standard IEEE 802.15.4 quel que soit leur largeur de bande.

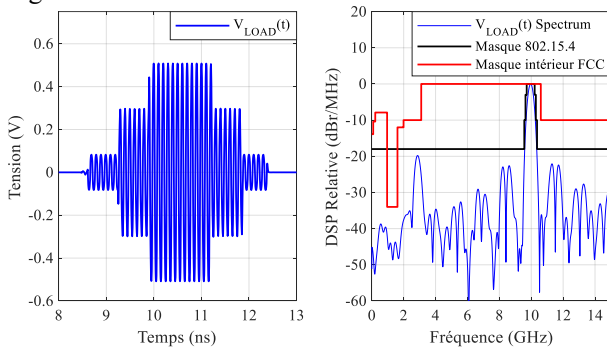


Figure 7. Impulsion adressant le canal 14 du standard IEEE 802.15.4.

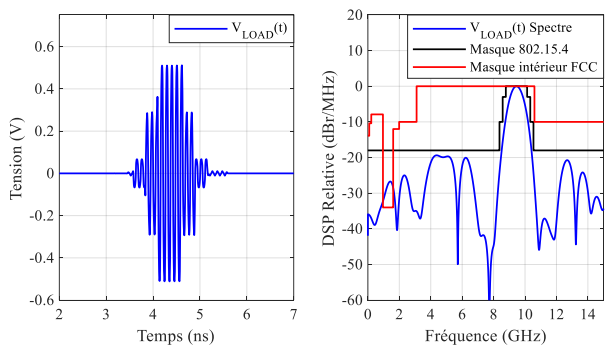


Figure 8. Impulsion adressant le canal 15 du standard IEEE 802.15.4.

5. Conclusion

Dans cet article, un synthétiseur d'impulsions ULB basé sur un oscillateur contrôlé en tension à démarrage et arrêt rapide et un circuit de mise en forme d'enveloppe

échantillonnée-bloquée a été présenté après avoir traité les contraintes imposées par une telle enveloppe. En plus de valider l'approche utilisée, sa simulation au niveau transistor, avec prise en compte d'une estimation de la capacité parasites des lignes d'interconnexion, a permis de vérifier que le circuit peut adresser le standard IEEE tout en respectant les contraintes de la réglementation FCC.

	[3]	[4]	[5]	[6]	Ce travail ^a
Techno.(nm)	65	130	180	28 FD-SOI	28 FD-SOI
Architecture	Lignes à Retard	Lignes à Retard	Osc. commuté	Osc. commuté	Osc. commuté
BW _{-10dB} (GHz)	0,6	1,8-3,5	0,5	0,8-1	0,5-1,3
F _c (GHz)	6.5-8	3-5	6-8,8	3,5-4,5	0,5-12
Amplitude (V _{pp})	0,46	0,9	1	0,7	1,06
Consommation statique (μW)	0,38	100	-	174	14,05
Energie consommée (pJ/pulse)	63	146	92,3	13,17	308
Energie émise (pJ/pulse)	0,83	0,48	4,38	0,24	2,31
Rendement (%)	1,28	0,32	4,73	2,33	0,74

^aSimulation avec capacités parasites.

Tableau 1. Comparaison d'état de l'art.

Références

- [1] Federal Communications Commission. FCC rules and regulations. Part 15, July 2002.
- [2] A. Goavec, M. Zarudniev, R. Vauché, F. Hameau, J. Gaubert, and E. Mercier. An efficient method of power spectral density estimation for on-chip IR-UWB transmitter self-calibration. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 64(3):686–695, March 2017.
- [3] T. Haapala and K. Halonen. A fully integrated digitally programmable pulse shaping 6.0–8.5 GHz UWB IR transmitter front-end for energy harvesting applications. In *2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pages 1–5, May 2018.
- [4] R. Vauché et al., "A 100 MHz PRF IR-UWB CMOS Transceiver With Pulse Shaping Capabilities and Peak Voltage Detector," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 64, no. 6, pp. 1612-1625, June 2017.
- [5] S. Schmickl, T. Faseth and H. Pretl, "An RF-Energy Harvester and IR-UWB Transmitter for Ultra-Low-Power Battery-Less Biosensors," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 67, no. 5, pp. 1459-1468, May 2020, doi: 10.1109/TCSI.2020.2970765.
- [6] G. de Strel et al., "SleepTalker: A ULV 802.15.4a IR-UWB Transmitter SoC in 28-nm FDSOI Achieving 14 pJ/b at 27 Mb/s With Channel Selection Based on Adaptive FBB and Digitally Programmable Pulse Shaping," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 52, no. 4, pp. 1163-1177, April 2017, doi: 10.1109/JSSC.2016.2645607.