HAL
open science

Nouvelle Approche pour les Systèmes Térabit à Faible Puissance

Majed Saad, Faouzi Bader, Jacques Palicot, Ali Chamas Al Ghouwayel, Hussein Hijazi

To cite this version:

Majed Saad, Faouzi Bader, Jacques Palicot, Ali Chamas Al Ghouwayel, Hussein Hijazi. Nouvelle Approche pour les Systèmes Térabit à Faible Puissance. XXVIIème Colloque francophonede traitement du signal et des images-GRETSI, Aug 2019, Lille, France. hal-02144324v3

HAL Id: hal-02144324

https://hal.science/hal-02144324v3

Submitted on 22 Jun 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.

Nouvelle Approche pour les Systèmes Térabit à Faible Puissance

Majed SAAD[1,2], Faouzi BADER[1], Jacques PALICOT[1], Ali Chamas AL GHOUWAYEL[2], Hussein HIJAZI[2]

[1]CentraleSupélec, IETR, Campus de Rennes, 35576 Cesson-Sévigné Cedex, France

[2]Lebanese International University, Beyrouth, Liban

majed.saad@ieee.org, {jacques.palicot, faouzi.bader}@centralesupelec.fr
{ali.ghouwayel, hussein.hijazi}@liu.edu.lb

Résumé – Dans un contexte de communication sans fil monoporteuse à très haut débit (de l'ordre du Terabit par seconde) dans les bandes d'ondes millimétriques (ondes mm) et sous-térahertz (sous-THz) au-dessus de 90 GHz, l'approche classique consiste à utiliser des schémas de modulation d'ordre élevé et de les associer à un multiplexage spatial MIMO. La puissance nécessaire pour atteindre le débit souhaité avec un taux d'erreur satisfaisant est tellement élevée (plusieurs centaines de watts) qu'elle n'est pas viable en pratique. Dans l'approche proposée dans cet article, nous partons de la contrainte de puissance, nous proposons d'utiliser des modulations à enveloppe constante (de type CPM) ou à très faible variation de puissance (de type QPSK) et dans un second temps, grâce à des techniques d'indexation, nous augmentons le débit du système pour atteindre le débit souhaité avec une puissance faible (quelques watts). Les bilans de liaison ainsi que les résultats de simulation, sous différents canaux d'évanouissement non corrélés/corrélés, confirment la pertinence de notre approche. En effet, avec des modulations CPM ou QPSK , le système proposé peut atteindre 1 Tb/s avec un TEB de 10^{-4} TEB non codé et une consommation ($0.14 - 3$ Watts).

Abstract – In the context of ultra-high bit rate single-carrier wireless communication (on the order of Terabit per second) in millimeter wave and sub-terahertz (sub-THz) bands above 90 GHz, the classical approach consists of using high order modulation schemes and associated with MIMO spatial multiplexing scheme. The power required to achieve such desired throughput with a satisfactory bit error rate is so high (several hundred watts) that it is not viable in practice. In the approach proposed in this paper, we first start from the power constraint limitation to propose the use of constant envelope modulations (CPM) well known for their power efficiency or modulations with very low power variation (e.g. QPSK). Second, thanks to indexing techniques we increase the system rate to reach the desired ultra-high rate by achieving low power (a few watts) consumption. The link budgets as well as the simulation results under different uncorrelated/ correlated fading channels confirm the relevance of our proposed approach. Indeed, with CPM or QPSK modulations the proposed system can reach 1 Tb/s with a good performance (BER=10^{-4} uncoded data) and low power consumption of order of $0.14 - 3$ Watts)

1 Introduction

Le projet ANR BRAVE se propose d'étudier les systèmes de communications à très haut débit, dans les bandes de fréquences sous-THz, au dessus de 90GHz. Le choix, dans le projet BRAVE, a été fait de se focaliser sur les systèmes basés sur des modulations de type monoporteuse, pour tenir compte des scénarios et applications visés avec des distances de transmission très courtes (quelques centimètres ou moins) à relativement longues (de l'odre du kilomètre) [1] et des canaux de transmission à ces fréquences qui sont majoritairement avec un trajet dominant. Ce choix est de plus justifié par les faibles puissances de transmission visées pour nos applications, ce qui disqualifie les modulations à forts PAPR.

Nos recherches dans le cadre du projet BRAVE se concentrent sur les bandes sous-THz dans la gamme 90GHz-200GHz où une largeur de bande importante peut être allouée (jusqu'à 50GHz de bande agrégée) pour atteindre 1Tb/s (100x débit de données crête défini dans IMT-2020 pour 5G) [2] et [3].

Au cours de la dernière décennie, l'approche classique utilisée pour accroître le débit consiste à augmenter l'ordre M de la modulation ainsi que la taille du réseau d'antennes pour le multiplexage spatial MIMO. Cependant, la conception de systèmes similaires pour des systèmes Tb/s nécessite un rapport signal/bruit extrêmement élevé pour assurer de bonnes performances. De plus, le rapport puissance crête à puissance moyenne (PAPR) augmentant avec l'ordre M de la modulation, ce système souffre d'une forte consommation d'énergie au niveau des amplificateurs de puissance (AP) [4]. Il est donc nécessaire dans ces approches classiques d'associer des algorithmes de diminution du PAPR pour diminuer la consommation, ce qui complexifie le système.

Toutes ces considérations nous ont amenés à conclure que cette approche classique n'est pas la bonne solution, c'est pourquoi nous proposons une nouvelle approche basée sur des modulations à très faible consommation de type CPM ou QPSK. Malheureusement, ces modulations ont une faible efficacité spectrale. Pour atteindre les débits visées nous proposons d'accroître l'efficacité spectrale du système par des techniques de type indexation (IM pour *Indexed Modulation*) comme la méthode proposée dans [5].

La faisabilité de notre approche est évaluée en fonction

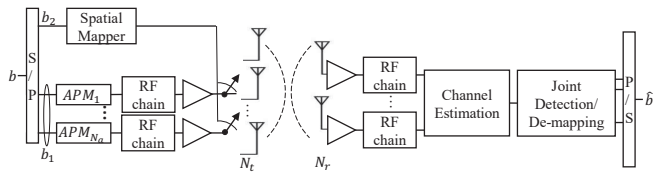

FIGURE 1 – Modèle du système proposé

des performances en termes de Taux d'erreur Binaire, de consommation énergétique, de complexité. L'analyse des performances du système proposé est effectuée sur des canaux de Rice et de Rayleigh spatialement corrélés ou non corrélés, cf section 4. De plus, le bilan de liaison est calculé et la consommation d'énergie est estimée pour souligner l'avantage du système proposé dans les bandes sous-THz (section 5).

Les notations adoptées sont les suivantes. Nous utilisons des majuscules en gras $\mathbf{X}$ pour les matrices. $(.)^T$ est utilisé pour désigner la transposition d'une matrice. $\otimes$ signifie le produit Kronecker. $\binom{n}{k}$ indique le coefficient binomial. $\mathcal{CN}(\mu, \sigma^2)$ désigne la distribution normale complexe d'une variable aléatoire ayant une moyenne μ et une variance σ^2. $\lfloor . \rfloor$ indique l'arrondi par défaut ou fonction partie entière.

2 Modèle du système proposé

Le modèle du système proposé est basé sur le système MIMO à modulation spatiale généralisée (GSM) [5] avec un nombre d'antennes d'émission N_t et de réception N_r. Dans ce système, la séquence d'information binaire source b est divisée en deux flux b_1 et b_2 comme le montre la figure 1. Le flux de bits b_1 alimente les N_a modulateurs d'amplitude-phase (APM) d'ordre M tels que QAM, PSK, CPM, etc. Le flux de bits b_2 est encapsulé dans l'indice de l'ensemble d'antennes d'émission (TAS) sélectionné à chaque période symbole, où chaque TAS est formé de N_a antennes d'émission activées sur N_t.

Le nombre possible de TAS avec des antennes activées N_a est la combinaison $\Omega = \binom{N_t}{N_a}$. Cependant, seul $\mathcal{L} = 2^{\lfloor \log_2(\Omega) \rfloor}$ est utilisé pour avoir un nombre entier de bits dans le flux b_2 et l'autre possibilité est marquée comme combinaison illégale. En conséquence, le nombre de bits par symbole GSM peut être exprimé sous la forme :

$$b = \lfloor \log_2(\Omega) \rfloor + N_a . \log_2(M) \tag{1}$$

Le vecteur de symboles transmis par GSM $x = [x_1, \ldots, x_{N_t}]^T$ ne contient que les symboles APM 'Na' aux positions dans la TAS sélectionnée selon b_2. Le signal reçu y est donné par :

$$y = \mathbf{H}x + v \tag{2}$$

où $\mathbf{H}$ est la matrice de canal $N_r \times N_t$, la puissance des symboles de transmission est normalisée, v est $N_r \times 1$ vecteur de bruit de canal et ses éléments v_r sont indépendants et identiquement distribués (i.i.d.). Ce bruit est un bruit blanc gaussien centré additif (AWGN) de variance σ_v^2, qui suit donc la loi $\mathcal{CN}(0,\ \sigma_v^2)$ pour $r = 1, \ldots, N_r$.

La détection des symboles GSM par l'approche ML est très complexe, il a été proposé dans [6] une détection de symboles GSM avec une complexité moindre par une technique appelée "erreur quadratique moyenne minimale par bloc ordonné" (OB-MMSE), qui atteint des performances proches de celles du ML. C'est cette technique que nous utilisons dans cet article.

La notation adoptée pour ce système est GSM(N_t, N_a, M) où le paramètre M est l'ordre de la modulation, N_t le nombre total d'antennes à l'émetteur et N_a le nombre d'antennes effectivement utilisées à l'émission.

3 Modèle de canal

Dans cet article, nous considérons une matrice de canaux MIMO à évanouissement lent $\mathbf{H}$ comme un canal de Rayleigh ou de Rice avec ou sans corrélation spatiale défini comme suit

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{K+1}}\mathbf{H}_{LoS} + \sqrt{\frac{1}{K+1}}\mathbf{\Xi}_r^{\frac{1}{2}}\mathbf{H}_{NLoS}\mathbf{\Xi}_t^{\frac{1}{2}T} \tag{3}$$

où K est le facteur de Rice, $\mathbf{H}_{LoS}$ et $\mathbf{H}_{NLoS}$ sont respectivement les matrices $N_r \times N_t$ *line of sight* (LoS) et NLoS. Le canal $\mathbf{H}_{NLoS}$ peut être considéré comme un canal de Rayleigh dont les éléments satisfont $\mathcal{CN}(0,\ 1)$. En outre, la composante NLoS présente une corrélation spatiale décrite par le modèle de Kronecker qui suppose que les corrélations spatiales aux côtés émission et réception sont séparables. Ce modèle se rapproche de la matrice de corrélation $\mathbf{\Xi}$ comme produit Kronecker des matrices de corrélation à l'émetteur et au récepteur, désignées respectivement par $\mathbf{\Xi}_t$, et $\mathbf{\Xi}_r$:

$$\mathbf{\Xi} = \mathbf{\Xi}_t \otimes \mathbf{\Xi}_r \tag{4}$$

Ainsi, Eq. (3) inclut les canaux d'évanouissement de Rayleigh et de Rice non corrélé/corrélé, comme des cas spéciaux selon la valeur de K et les matrices de corrélation.

4 Analyse des performances

Nous présentons dans cette section les performances de taux d'erreur binaire (TEB) pour différents types de modulations APM tels que : PSK, DPSK, CPM et QAM sur des canaux Rayleigh et de Rice corrélés et non corrélés. Afin d'effectuer une comparaison équitable entre les differents schémas, nous assurerons le même débit de transmission sans restriction sur l'ordre de la constellation et le nombre d'antennes actives.

En fait, les paramètres (N_t, N_a, M) utilisés, pour atteindre le Tb/s, sont choisis de telle sorte que le nombre requis des chaînes RF soit le plus réduit possible, $N_t \leq 22$ dans notre contexte de simulation. En réception, le détecteur OB-MMSE permet une détection conjointe des TAS et de la modulation APM utilisée tout en gardant un bon compromis entre performance et complexité du système.

Les matrices de corrélation dans le modèle de Kronecker suivent le schéma exponentiel utilisé dans [7], où les éléments de transmission $\mathbf{\Xi}_t$ et de réception $\mathbf{\Xi}_r$ sont affectés par le facteur de corrélation β : $[\mathbf{\Xi}_t]_{m,n} = \beta_t^{|m-n|}$. Dans notre analyse, nous avons utilisé le symbole $\mathbf{\Xi}_r = I_{N_r}$ pour avoir une vision directe de l'impact de la corrélation sur l'émetteur où un plus grand nombre d'antennes est souvent utilisé pour la transmission des données en combinant le domaine spatial et l'IM.

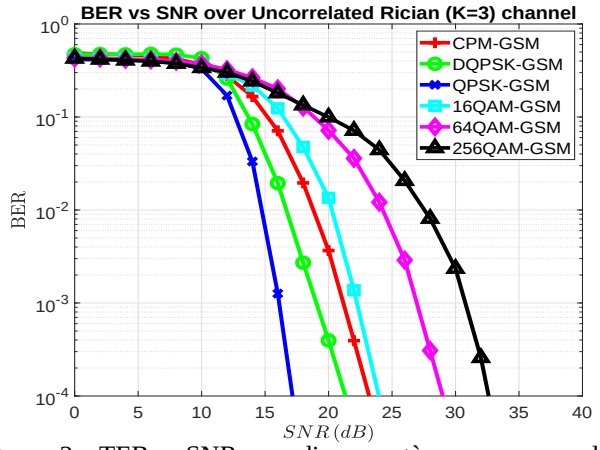

FIGURE 2 – TEB vs SNR pour divers systèmes sur un canal de Rice non corrélé

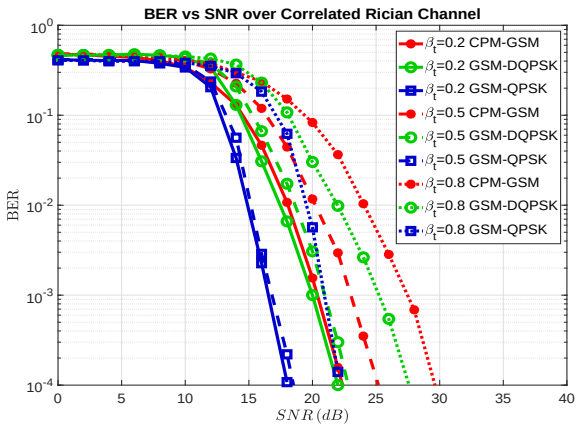

FIGURE 3 – TEB vs SNR pour (D)QPSK-GSM et CPM-GSM sur canal de Rice corrélé

Les différentes combinaisons GSM(N_t, N_a, M) considérées, permettant d'atteindre le Tb/s, sont les suivantes : CPM-GSM (22,6,4), QPSK-GSM(17,6,4), DQPSK-GSM(17,6,4), 16QAM-GSM (13,4,16), 64QAM-GSM(11,3,64) et 256QAM-GSM (24,2,256). La modulation CPM utilisée dans nos simulations adopte un indice de modulation $h = \frac{1}{3}$, et d'une impulsion en fréquence du type cosinus surélevé de longueur $L = 3$ symboles. Les autres paramètres de simulation sont presentés dans le Tableau 1 :

TABLE 1 – Paramètres de simulation

Paramètre	Valeur
N_r	$2N_a$
Facteur de Rice K	3
Facteur de sur-échantillonnage	2
Raised Cosine Rolloff α	0.2
Facteur de Correlation β_t	[0, 0.2, 0.5, 0.8]
Nombre de symboles GSM	10^5

La figure 2 présente les performances des modulations citées précédemment dans un canal du type Rice non corrélé. Comme nous pouvons le remarquer les systèmes utilisant un faible ordre de M comme les modulations (D)QPSK-GSM et CPM-GSM atteignent de meilleures performances grace à l'IM, par contre les courbes de TEB sont moins bonnes pour les schémas ayant un nombre réduit d'antennes en transmission mais avec une taille de $M \geq 16$. Par conséquent, le TEB total dépend plus de l'ordre de l'APM utilisé que de l'ordre de l'IM. En d'autres termes, plus N_a est grand avec un ordre de M-ary APM plus petit, meilleures sont les performances de TEB obtenues. Il est aussi important de rappeler que plus N_t est grand plus la complexité de calcul au niveau du détecteur augmente.

Nous pouvons constater le même comportement sur un canal de Rayleigh non corrélé, les même types de résultats de TEB obtenus pour des valeurs de SNR plus faibles [8].

Les trois systèmes ayant les meilleures performances dans les canaux non corrélés,CPM-GSM et (D)QPSK-GSM, sont comparés dans la figure 3 avec différents niveaux de corrélation β_t=[0.2,0.5,0.8] pour le canal de Rice. Ces résultats montrent que ces schémas préservent leurs bonnes performances en termes de TEB avec une faible corrélation spatiale alors qu'ils commencent à se dégrader à des niveaux de corrélation élevés. En particulier, la courbe de TEB du (D)QPSK-GSM se dégrade de moins de 1 dB à un TER= 10^{-4} lorsque la corrélation augmente à $\beta_t = 0.5$ comme le montre la figure 3. Pour un taux de corrélation plus élevé $\beta_t = 0.8$ les performances se dégradent d'environ 5 dB, nous observons une plus grande sensibilité à la corrélation du système CPM-GSM qui se dégrade de $6 - 8$dB. Au vu de ces résultats, nous pouvons conclure que le couple (M petit, N_a grand) donne de meilleurs résultats que le couple (M grand, N_a petit), ce qui justifie notre approche.

5 Bilan de liaison et Discussion

Le Bilan de Liaison est calculé pour toutes les combinaisons GSM ayant un TEB= 10^{-4} non codé pour les deux canaux de transmission Rayleigh et Rician (non) corrélés. Ensuite, nous procédons au calcul de leur consommation d'énergie pour un débit égal à 1 Tb/s. Pour assurer une comparaison équitable, les systèmes analysés sont configurés de telle sorte à tous avoir la même efficacité spectrale.

Étant donné qu'une modulation non linéaire telle que la CPM nécessite une largeur de bande plus importante, son débit symboles est ajusté pour préserver la même largeur de bande occupée entre tous les systèmes. Ainsi, le nombre de bit par symbole est plus élevé avec une CPM comme indiqué dans le tableau 2. Le scénario cible et un scénario de type "kiosque" à liaison descendante avec une distance entre émetteur-récepteur $d = 5m$ et une largeur de bande $W = 1$GHz [1].

Dans le tableau 2, la puissance d'émission requise P_t pour ce type de scénario est calculée à partir du rapport signal-bruit requis pour atteindre le Tb/s.

La consommation énergétique est calculée en fonction de l'efficacité de l'amplificateur de puissance et se trouve affectée par le PAPR de l'APM. Par conséquent, les modulations à enveloppe constante et quasi constante combinées au GSM peuvent atteindre un débit de l'ordre du Tb/s tout en ayant une faible consommation (0.14-0.41 watts) d'énergie comme le montrent les valeurs représentées dans le tableau 2, alors que les combinaisons APM-GSM à $M \geqslant 16$ nécessitent des taux de consom-

TABLE 2 – Bilan de liaison et consommation pour les différents systèmes étudiés.

Parameters	Temperature (degree C)	20	Carrier Frequency (GHz)		150	Distance (m)		5
	99% of Channel Bandwidth (GHz)	1	Number of Channel Aggregation/bounding		44	Total Bandwidth (GHz) [2]		44
	Modulation	**CPM**	**/4-QPSK**	**/4-DQPSK**	**16-QAM**	**64-QAM**	**256-QAM**	**Units**
	GSM (Nt,Na)	(22,6)	(17,6)	(17,6)	(13,6)	(11,3)	(4,3)	
	Symbol Rate (R)	0.80	0.92	0.91	0.91	0.92	0.91	GSym/s
Rate	GSM Spectral Efficiency	22.26	22.90	22.80	22.83	22.88	23.71	bps/Hz
	Total Throughput	**979.4**	**1007.6**	**1003.2**	**1004.3**	**1006.5**	**1043.328**	**Gbps**
Receiver	**SNR with Rayleigh**	13.00	12.00	15.00	20.00	29.00	31.00	dB
	Noise floor	**-73.93**						**dBm**
	Rx Signal Level	**-60.93**	**-61.93**	**-58.93**	**-53.93**	**-44.93**	**-42.93**	**dBm**
	RX Cable Loss (Lcrx)	1						dB
	RX Antenna Gain (Gr)	3						dBi
	Total Path loss	**90.01**						**dB**
Transmitter	Required Tx EIRP	27.08	26.08	29.08	34.08	**43.08**	**45.08**	dBm
	Cable Loss (Lctx)	1						dB
	TX Antenna Gain (Gt)	24						dBi
	Required Pt	**4.08**	**3.08**	**6.08**	**11.08**	**20.08**	**22.08**	**dBm**
PAPR	PAPR for ($\alpha = 0.2$)	0	3.8	4.86	7.5	8.2	8.35	dB
	Theoratical PA Efficiency	0.8	0.52	0.44	0.34	0.3	0.28	
Uncorrelated	**Power per Channel**	**3.20**	**3.91**	**9.21**	**37.70**	**339.40**	**576.34**	**mW**
	Total Power Consumption	**0.14**	**0.17**	**0.41**	**1.66**	**14.93**	**25.36**	**W**
		21.48	**22.35**	**26.08**	**32.20**	**41.74**	**44.04**	**dBm**
	SNR with Rician K=3	23.00	17.00	21.00	24.00	29.00	31.00	dB
	Total Power Consumption	31.48	27.35	32.08	36.20	41.74	44.04	dBm
Correlated	**SNR with Rayleigh $\beta = 0.8$**	21.00	17.00	18.00				dB
	Total Power Consumption	29.48	27.35	29.08				dBm
	SNR with Rician $\beta = 0.8$	29.00	22.00	27.00				dB
	Total Power Consumption	37.48	32.35	38.08				dBm

mation énergétique trés élevés (1.66-25.36 Watts). De plus, il convient de mentionner que le CPM-GSM a la consommation d'énergie la plus faible dans un canal de Rayleigh, mais cette performance se dégrade très vite pour des valeurs de corrélation spatiale élevées. Le système QPSK-GSM est le système qui consomme le moins d'énergie, alors que le système DPQSK-GSM nécessite plus de puissance que les systèmes CPM-GSM et QPSK-GSM.

Notez que, les systèmes APM-GSM à M élevé dépassent les limites maximales autorisées de 40 dBm pour la puissance apparente rayonnée (EIRP), l'utilisation de la 16QAM exige 11 dBm de puissance d'émission ce qui est supérieur à la puissance d'émission utilisée par les équipements de communications existant ($P_t < 10$ dBm) pour les fréquences THz. Pour ces raisons, les taux de consommation d'énergie pour les schémas à $M \geq 16$ pour les canaux corrélés ne sont pas calculés.

En résumé, la figure 4 nous permet d'avoir une vision générale des differentes performances des systèmes APM-GSM étudiés dans cet article. Nous pouvons constater que les systèmes (D)QPSK-GSM à faible consommation d'énergie constituent des schémas permettant un compromis intéressant entre efficacité énergétique et complexité du détecteur.

6 Conclusion

Dans cet article, nous avons proposé une nouvelle approche qui consiste à ne pas augmenter l'ordre de la modulation pour augmenter l'efficacité spectrale du système. En effet augmenter l'ordre de la modulation pour atteindre des débits de l'ordre du Tb/s a des conséquences très importantes sur la consommation énergétique. La puissance nécessaire est telle que, dans nos scénarios, cette approche classique n'est pas envisageable.

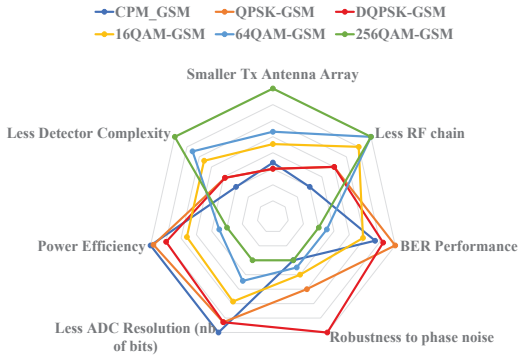

FIGURE 4 – Vision générale des performances des différents systèmes APM-GSM.

Nous avons donc proposé une nouvelle approche qui considère d'abord l'aspect énergétique, en proposant d'utiliser des modulations à enveloppe constante (de type CPM) ou quasi constante (de type QPSK). Comme l'efficacité spectrale de ces modulations est très faible au regard de notre objectif, dans un second temps, nous augmentons l'efficacité spectrale globale du système par des techniques d'indexation. La conclusion générale est qu'il est préférable de diminuer l'ordre de la constellation et d'augmenter l'ordre de l'indexation.

Les simulations et les bilans de liaison effectués prouvent la pertinence de notre approche. En effet, nous atteignons notre objectif de débit (Tb/s) pour des puissances faibles (de l'ordre de quelques watts) dans des canaux de Rayleigh ou de Rice.

Dans ce travail, les techniques d'indexation proposées sont basées sur des techniques spatiales de choix d'antennes. Dans la suite, nous étudions d'autres techniques d'indexation très prometteuses, qui nous permettront d'atteindre nos objectifs tout en simplifiant la complexité globale du système.

Remerciements

Ce travail a bénéficié d'une aide de l'Agence Nationale de la Recherche pour le projet BRAVE portant la référence (ANR-17-CE25-0013).

Références

[1] M. Saad et al., "Beyond-5G wireless Tbps Scenarios and Requirements". BRAVE D1.0. [Research Report] ANR-BRAVE. 2018.

[2] J. Doré et al., "Above-90GHz Spectrum and Single-Carrier Waveform as Enablers for Efficient Tbit/s Wireless Communications," 25th Int. Conf. on Telecom. (ICT), St. Malo, France, Jun. 2018.

[3] Y. Corre et al., "Sub-THz Spectrum as Enabler for 6G Wireless Communications up to 1 Tbit/s". 6G Wireless Summit, Levi Lapland, Finland, 2019.

[4] J. Palicot and F. Bader, "Backing to Single Carrier in Tera Hertz Communications for Green Considerations", 32nd Int. Union of Radio Science (URSI'2017) GASS. Montréal, Canada, Aug. 2017.

[5] J. T. Wang, S. Y. Jia, J. Song, "Generalised Spatial Modulation System with Multiple Active Transmit Antennas and Low Complexity Detection scheme," IEEE Trans. Wireless Commun., vol.11, no. 4, Apr. 2012.

[6] Y. Xiao et al., "Low-Complexity Signal Detection for Generalized Spatial Modulation," IEEE Commun. Lett., vol. 18, no. 3, pp. 403-406, 2014.

[7] S. L. Loyka, "Channel Capacity of MIMO Architecture Using the Exponential Correlation Matrix," IEEE Commun. Lett., vol. 5, pp. 369-371, Sept. 2001.

[8] M. Saad, F. Bader, J. Palicot et al., "Single Carrier with Index Modulation for Low Power Terabit Systems". in the Proc. of the IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Marrakech, Marocco. Apr. 2019.