

# Compensation du bruit de phase et évaluation des performances d'un émetteur-récepteur CMOS à 140 GHz

Yaya BELLO David DEMMER Jean-Baptiste DORÉ  
CEA-Leti, 17 Avenue des Martyrs, 38054 Grenoble, France

**Résumé** – Dans ce travail, nous montrons les performances d'un algorithme d'estimation et de compensation du bruit de phase validé sur des mesures de laboratoire. Nous introduisons un concept facilement réalisable et nous montrons comment estimer certains paramètres requis pour l'implémentation de cet algorithme. Nous présentons le bilan de liaison d'un système de communications sans-fils CMOS opérant dans les bandes sub-THz, plus précisément à 140 GHz.

**Abstract** – In this work, we show the performance of a phase noise estimation and compensation algorithm validated on laboratory phase noise measurements. We introduce an easily realizable concept and show how to estimate some parameters required for the implementation of this algorithm. We present the link budget of a CMOS wireless communication system operating in the sub-THz bands, more precisely at 140 GHz.

## 1 Introduction

Les communications radio fréquence (RF) dans les bandes au delà de 100GHz (sub-THz) offrent de grandes largeurs de bande disponibles [1] qui sont vues comme une opportunité pour les futurs systèmes de communication haut-débit. Cependant, assurer une communication sans fils fiable au-delà de 100 GHz est un défi à la fois pour les concepteurs de systèmes radio et pour les traiteurs de signaux. En effet, en ce qui concerne la conception des émetteurs-récepteurs, la technologie CMOS (*Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*) a prévalu dans les systèmes mobiles conventionnels car elle permet une forte intégration et une bonne efficacité énergétique, avec des coûts de production faibles. Cependant, les conceptions à base de CMOS au-dessus de 100 GHz ne sont pas simples car il est difficile d'obtenir simultanément : (i) une puissance élevée, (ii) une large bande et (iii) un faible facteur de bruit.

En outre, comme pour le standard 5G-NR, le 3GPP envisage la mise en œuvre de formes d'onde multiporteuses telles que l'*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) et la *Discrete Fourier Transform spread OFDM* (DFT-s-OFDM) pour la prochaine génération (6G). Néanmoins, le niveau de bruit de phase dans les bandes sub-THz présente certains inconvénients qui limitent les performances atteignables. En termes de forme d'onde et de traitement du signal, deux solutions peuvent être proposées pour améliorer les performances des systèmes RF contre les effets du bruit de phase. La première consiste à proposer des formes d'onde intrinsèquement robustes au bruit de phase, compatibles avec le cadre multiporteuse du 3GPP. Les auteurs de [2] montrent comment le concept de la numérologie peut être étendu pour augmenter l'espacement entre porteuse (ICS) et rendre la forme d'onde OFDM plus robuste au bruit de phase. La deuxième méthode consiste à proposer des techniques de traitement du signal numérique de compensation. Cette thématique est traitée depuis des décennies dans le domaine des communications par satellite et la littérature récente considère les modèles de bruit de phase pour le sub-THz. Des techniques de compensation de l'interférence entre porteuses (ICI) pour l'OFDM [3] et des algorithmes d'estimation du bruit de phase pour le DFT-

s-OFDM [4] ont été proposés. Dans ce travail, nous proposons un algorithme d'estimation du bruit de phase associé à un algorithme de compensation qui permet d'améliorer les performances d'un système DFT-s-OFDM en considérant les numérolgies 5G-NR.

**Notations :** Les lettres soulignées en caractères gras,  $\underline{\mathbf{a}}$ , indiquent des vecteurs colonnes, avec  $\underline{\mathbf{a}}^{(k)}$  le  $k^{ieme}$  élément du vecteur colonne. Les lettres majuscules en caractères gras  $\mathbf{A}$  désignent les matrices tels que  $\mathbf{A}^{(i,k)}$  fait référence à l'élément de la  $i^{ieme}$  ligne et  $k^{ieme}$  colonne. La matrice  $\mathbf{A}^\dagger = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H$  représente la pseudo-inverse de la matrice  $\mathbf{A}$  et  $(\cdot)^H$  désigne l'opérateur Hermitien. Le symbole  $\odot$  représente le produit d'Hadamard.  $\mathbf{1}_X$  indique un vecteur colonne de taille  $X$  rempli de 1 et  $\mathbf{1}_X$  est une matrice carré de taille  $X$  remplie de 1. La matrice  $\mathbf{F}_U$  représente la matrice de Fourier de taille  $U \times U$ .

## 2 Modélisation du système

### 2.1 Couche physique (PHY)

L'OFDM est une forme d'onde largement utilisée et normalisée dans les réseaux 4G et 5G pour les systèmes radio sans fils. Le standard 5G-NR a introduit le concept de numérologie qui consiste à augmenter l'ICS pour rendre plus robuste la forme d'onde à la mobilité et tirer profit de spectres dans le domaine dit des "ondes millimétriques". L'ICS est défini comme  $\Delta_f = 15 \times 2^\mu$  kHz, où  $\mu$  est la numérologie. Cette technique maintient la compatibilité avec le cadre 3GPP en termes de codage de canal, de synchronisation, d'affectation de canaux physique, etc. Néanmoins, le *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR) de l'OFDM est élevé, ce qui impose de nombreuses contraintes sur l'amplificateur de puissance.

L'efficacité des amplificateurs de puissance à haute fréquence étant faible, il est essentiel d'avoir une forme d'onde à faible PAPR. Si les avantages de l'OFDM doivent être maintenus, l'utilisation de la DFT-s-OFDM semble être un bon compromis car l'enveloppe du signal d'une telle forme d'onde tend vers celle d'une mono-porteuse (lorsqu'on considère des tailles de pré-codage larges) et conduit ainsi à un faible PAPR

TABLE 1 : Extension du standard de numérogie 5G-NR[2].

	$\mu$	ICS [kHz]	NFFT	Fréquence échantillonnage [MHz]	80% de la bande [MHz]
5G-NR	0	15	4096	61.44	49.15
	1	30	4096	122.88	98.30
	2	60	4096	245.76	196.61
	3	120	4096	491.52	393.22
	4	240	4096	983.04	786.43
	5	480	4096	1966.08	1572.86
	6	960	4096	3932.16	3145.73
Option 1	7	1920	4096	7864.32	6291.46
	8	3840	4096	15728.64	12582.91
	9	7680	4096	31457.28	25165.82
	10	15360	4096	62914.56	50331.65
Option 2	7	1920	2048	3932.16	3145.73
	8	3840	1024	3932.16	3145.73
	9	7680	512	3932.16	3145.73
	10	15360	256	3932.16	3145.73

par rapport à celui de l'OFDM. Cependant, la pénalité est une augmentation de la complexité.

Pour que les formes d'onde soient robustes au bruit de phase, il est nécessaire d'avoir de grands ICS et donc, une numérogie élevée. Comme le montre la table 1, une numérogie de  $\mu=10$  permet d'adresser 50 GHz de spectre, tout en considérant une taille de FFT de 4096 sous-porteuses (SP). Cependant, cette configuration semble difficile à réaliser dans la pratique car elle nécessite des systèmes de conversion rapides (DAC/ADC) qui sont bien au-delà des limites actuelles [5]. Lorsque les distorsions induites par le bruit de phase deviennent critiques et limitent les performances du système, l'« Option 2 » de la table 1 peut être intéressante. Cette option consiste à augmenter la numérogie en contrôlant la fréquence d'échantillonnage au prix d'une réduction du nombre de *Resource Block* (RB). C'est l'approche que nous proposons pour mettre en œuvre des numérogies plus importantes ( $\mu \geq 6$ ).

## 2.2 Architecture du circuit de génération d'oscillateurs

Nous considérons dans ce travail une architecture RF issue des travaux de [6]. Un émetteur-récepteur super-hétérodyne en technologie CMOS a été proposé pour adresser la bande 125 – 157 GHz.

La génération de l'oscillateur local (LO) est composée d'un oscillateur commandé en tension (VCO) qui est périodiquement commuté (activé et désactivé) par le signal d'entrée, fournissant un train d'oscillations périodiquement répétées. Ce signal multiharmonique est injecté dans un oscillateur qui se verrouille sur l'harmonique d'intérêt, fournissant un signal sinusoïdal à onde continue. Cette technique de multiplication programmable nécessite une seule référence basse fréquence fixe pour obtenir un LO. La nature du bruit de phase induit est également remarquable dans le sens où il est principalement généré par l'oscillateur basse fréquence injecté avec seulement un effet multiplicatif. Ainsi la densité spectrale de puissance (PSD) du LO générée peut se caractériser de la manière suivante :

$$PSD_{LO} = PSD_{in} + 20 \log_{10} \left( \frac{f_{LO}}{f_{in}} \right), \quad (1)$$

Les termes  $PSD_{LO}$  et  $PSD_{in}$  sont les PSD de l'oscillateur local de sortie (resp. d'entrée).  $f_{LO}$  et  $f_{in}$  sont les fréquences de sortie et d'entrée du LO. Les lecteurs intéressés peuvent se référer à [6] pour les détails théoriques et de réalisation du circuit.

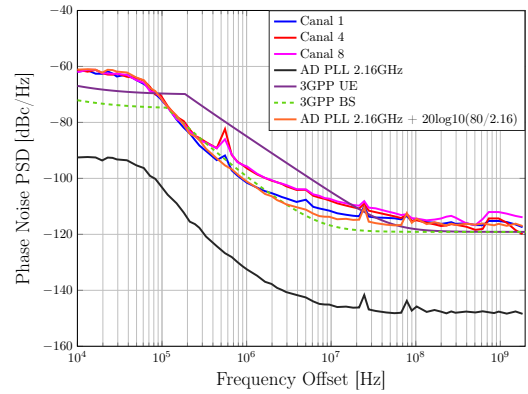


FIGURE 1 : Densité spectrale de puissance du PN du modèle 3GPP et de celle obtenue à partir des mesures du circuit intégré CMOS à 140 GHz.

## 3 Bruit de phase

### 3.1 Caractérisation de la PSD du bruit de phase

À partir de l'architecture présentée plus haut, les mesures de bruit de phase peuvent être effectuées avec un analyseur de spectre. La génération du LO est la même pour TX et RX. Le LO de la fréquence intermédiaire (FI) génère un signal de référence de 2, 16 GHz à partir d'une PLL. Le second LO sort une horloge de 4, 32 GHz obtenue en doublant le signal original de 2, 16 GHz. Les résultats des mesures sont présentés dans la figure 1.

La PSD du bruit de phase mesurée est représentée pour les canaux 1, 4 et 8 ainsi que pour le modèle générique normalisé par le 3GPP [7]. Dans le cas du 3GPP, le bruit de phase d'une *Base Station* (BS) est différent de celui d'un *User Equipment* (UE). La PSD du bruit de phase généré par l'architecture proposée peut être obtenue de façon théorique à partir de (1) et est également représentée sur la figure 1. Pour l'évaluation des performances des systèmes OFDM et DFT-s-OFDM, la génération du bruit de phase se fait par simple filtrage du bruit gaussien non corrélé par un filtre représentatif de la PSD. Le bruit de phase vu par le récepteur est la combinaison des bruits de phase de l'émetteur et du récepteur, qui ne sont pas corrélés entre eux, mais qui suivent la même statistique (*i.e* PSD).

### 3.2 Méthodes de compensation du bruit de phase

La présence de bruit de phase conduit à la génération d'ICI ainsi que d'une erreur de phase commune (CPE) dans les systèmes OFDM. Dans le standard 5G-NR, un signal de référence (PTRS) est ajouté pour améliorer l'estimation de la distorsion engendrée. En ce qui concerne les algorithmes d'estimation dans les systèmes OFDM, l'algorithme d'estimation CPE (CPEE) qui consiste en une moyenne des PTRS reçus est largement considéré. Parfois, la correction CPE seule n'est pas suffisante, c'est-à-dire que l'ICS n'est pas assez grand pour éviter de l'ICI. Dans ce cas, des techniques de compensation de l'ICI sont nécessaires [3]. Dans le cas des systèmes DFT-s-OFDM à grand précodage, les effets du PN sont différents : le signal reçu subit une rotation de phase dépendante de la sous-porteuse et l'ICI apparaît également, mais avec une puissance réduite par rapport à l'OFDM. La compensation est effectuée à l'aide de PTRS dédiés après le désétalement au niveau du récepteur. La méthode la plus simple pour effectuer

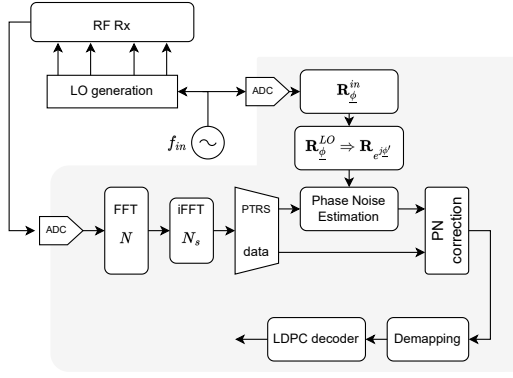


FIGURE 2 : Schéma de principe du récepteur numérique en bande de base proposé en considérant la forme d'onde DFT-s-OFDM.

l'estimation du bruit de phase est une interpolation linéaire (LI). Nous proposons d'utiliser une méthode plus sophistiquée, basée sur l'estimation d'un filtre d'interpolation de Wiener (WIF) inspiré de [8]. Cette technique nécessite l'estimation des propriétés statistiques du bruit de phase. Le bruit de phase est estimé à partir des PTRS. Le vecteur PTRS reçu  $\mathbf{r}_p$ , extrait du symbole OFDM reçu, s'exprime comme suit :

$$\mathbf{r}_p = \mathbf{M}_p \Phi \mathbf{s} + \mathbf{M}_p \mathbf{u} + \mathbf{M}_p \mathbf{w}, \quad (2)$$

où  $\mathbf{M}_p$  représente la matrice d'échantillonnage des PTRS de taille  $K \times N_s$  avec  $N_s$  est la taille de l'étalement DFT et  $K$  est le nombre de PTRS insérés. Le terme  $\Phi$  est la matrice diagonale qui contient le vecteur  $e^{j\phi'}$  sur sa diagonale. Le vecteur  $\phi'$  représente le bruit de phase équivalent après le récepteur DFT-s-OFDM. Les termes  $\mathbf{s}$ ,  $\mathbf{u}$  et  $\mathbf{w}$  représentent respectivement les symboles transmis, l'ICI et le bruit additif. À partir de (2), on cherche un filtre linéaire tel que :

$$\min_{\mathbf{Z}} E \left[ \left\| \mathbf{Z} \mathbf{r}_p - e^{j\phi'} \right\|^2 \right]. \quad (3)$$

En supposant que (i) le bruit additif est de moyenne nulle, (ii) l'ICI est de moyenne nulle, (iii) le bruit additif et l'ICI sont indépendants et (iv) le signal transmis et l'ICI sont indépendants, l'expression du filtre  $\mathbf{Z}$  solution de (3) est définie comme suit :

$$\mathbf{Z} = \left( \left( \mathbf{R}_{e^{j\phi'}}^H \mathbf{M}_p^H \right) \odot \left( \mathbf{1}_{N_s} \cdot \mathbf{s}_p^H \right) \right) \mathbf{A}^\dagger. \quad (4)$$

La matrice  $\mathbf{Z}$  est une matrice  $N_s \times K$ . Le terme  $\mathbf{s}_p$  représente le vecteur PTRS transmis.  $\mathbf{R}_{e^{j\phi'}}$  représente la matrice de covariance de  $e^{j\phi'}$  et  $\mathbf{A}$  est définie dans (5) :

$$\mathbf{A} = \left( \mathbf{M}_p \mathbf{R}_{e^{j\phi'}}^H \mathbf{M}_p^H \right) \odot \left( \mathbf{s}_p \mathbf{s}_p^H \right) + \mathbf{M}_p \left( \mathbf{R}_{\mathbf{u}}^H + \mathbf{R}_{\mathbf{w}}^H \right) \mathbf{M}_p^H. \quad (5)$$

Les matrices  $\mathbf{R}_{\mathbf{u}}$  et  $\mathbf{R}_{\mathbf{w}}$  sont respectivement les matrices de covariance de l'ICI et du bruit thermique. Le bruit de phase estimé est alors  $\hat{\phi}' = \arg(\mathbf{Z} \mathbf{r}_p)$ , et l'expression des symboles reçus après compensation est obtenue comme suit :

$$\hat{\mathbf{r}}^{(m)} = \mathbf{r}^{(m)} e^{-j\hat{\phi}'^{(m)}}, \quad \forall m = [0, N_s - 1]. \quad (6)$$

### 3.3 Estimation de la matrice de covariance du bruit de phase

La méthode proposée nécessite une connaissance *a-priori* des matrices de covariance  $\mathbf{R}_{e^{j\phi'}}$  et  $\mathbf{R}_{\mathbf{u}}$ . Nous présentons ici une

TABLE 2 : Paramètres de simulation.

Fréquence d'échantillonnage	$F_s$	3932.16 MHz
Numerologie	$\mu$	5 to 10 - Option 2
Bande du signal	$B$	1884.32 MHz
Fréquence porteuse	$F_c$	140 GHz
Modèle de PN		mesuré
Taille des blocs IFFT/FFT	$N$	$4096 \times 2^{-\mu+6}$
Nombre de SP actives	$N_s$	$12 \left\lfloor \frac{B}{12F_s} N \right\rfloor$
Rendement de codage LDPC	CR	0.3, 0.5, 0.7 et 0.9
Décodeur LDPC		Layered Min-Sum, 15 iterations
Modulation	$M$	16 et 64 QAM

méthode d'estimation de  $\mathbf{R}_{e^{j\phi'}}$ . Dans le cas d'un système DFT-s-OFDM, le vecteur  $e^{j\phi'}$  peut être exprimé comme suit :

$$e^{j\phi'} = \text{diag} \left\{ \mathbf{F}_{N_s}^H \mathbf{D} \mathbf{F}_N \Phi_C \mathbf{F}_N^H \mathbf{M} \mathbf{F}_{N_s} \right\} = \mathbf{B} e^{j\phi}, \quad (7)$$

tel que  $\mathbf{B}^{(i,k)} = \mathbf{A}_{RX}^{(i,k)} \mathbf{A}_{TX}^{(k,i)}$  avec  $i \in [1, \dots, N_s]$  et  $k \in [1, \dots, N]$ . Les matrices  $\mathbf{A}_{RX} = \mathbf{F}_{N_s}^H \mathbf{D} \mathbf{F}_N$  et  $\mathbf{A}_{TX} = \mathbf{F}_N^H \mathbf{M} \mathbf{F}_{N_s}$  où  $\mathbf{M}$  et  $\mathbf{D}$  représentent respectivement la matrice de liaison  $N_s$  vers  $N$  et la matrice de liaison  $N$  vers  $N_s$ . Le symbole  $\text{diag}\{\cdot\}$  est l'opérateur qui retourne la diagonale d'une matrice. Le terme  $\Phi_C$  est la matrice diagonale contenant le bruit de phase  $e^{j\phi}$ , tel que  $\phi$  est la somme des bruits de phase générés par l'oscillateur à l'émetteur et au récepteur.

Par conséquent, en utilisant l'approximation des faibles angles, la matrice de covariance  $\mathbf{R}_{e^{j\phi'}}$  s'exprime comme suit :

$$\mathbf{R}_{e^{j\phi'}} = E \left[ e^{j\phi'} \cdot e^{j\phi'^H} \right] \simeq \mathbf{B} \left( \mathbf{1}_N + \mathbf{R}_{\phi} \right) \mathbf{B}^H. \quad (8)$$

où  $\mathbf{R}_{\phi}$  est la matrice covariance du bruit de phase généré par les oscillateurs. Nous avons donc exprimé la matrice de covariance  $\mathbf{R}_{e^{j\phi'}}$  en fonction de celle du bruit de phase du LO  $\mathbf{R}_{\phi}$ . En supposant que les bruits générés à l'émetteur et au récepteur sont indépendants et de moyennes nulles, nous avons  $\mathbf{R}_{\phi} = \mathbf{R}_{\phi^{TX}} + \mathbf{R}_{\phi^{RX}}$ , où  $\mathbf{R}_{\phi^{TX}}$  et  $\mathbf{R}_{\phi^{RX}}$  sont respectivement les matrices de covariance du bruit de phase à l'émetteur et au récepteur. Elles peuvent être estimées à la fois à l'émetteur et au récepteur.

Si on revient à notre architecture, la matrice de covariance  $\mathbf{R}_{\phi}^{in}$  est dérivée de l'échantillonnage de l'oscillateur basse fréquence, puis le filtre d'estimation est calculé. De ce fait, en appliquant (1), on obtient  $\mathbf{R}_{\phi^{RX}} = \mathbf{R}_{\phi}^{LO} = \left( \frac{f_{LO}}{f_{in}} \right)^2 \mathbf{R}_{\phi}^{in}$ , où  $\mathbf{R}_{\phi}^{in}$  représente la matrice de covariance des bruits de phase générés à la fréquence basse  $f_{in}$ . La solution d'estimation proposée est limitée au récepteur mais il est également nécessaire de connaître les statistiques à l'émetteur. On peut considérer que le LO à la BS devrait avoir une meilleure qualité que celui de l'UE. De cette façon, le bruit de phase à la BS peut être connu *a-priori*, surtout si le TX doit respecter une certaine qualité donnée par une norme. Dans ce travail, nous supposons que le bruit de phase à l'émetteur et au récepteur suivent la même loi, c'est-à-dire  $\mathbf{R}_{\phi} = 2\mathbf{R}_{\phi^{RX}}$ .

**Remarque 1 :** Il convient également de mentionner que le calcul du filtre d'interpolation nécessite la connaissance de la covariance de l'ICI. Cette quantité est difficile à estimer en pratique. Si le récepteur est dans un régime où la contribution du bruit dépasse la puissance de cette dernière, alors elle peut être négligée. Par conséquent, nous supposons que  $\mathbf{R}_{\mathbf{u}} = \mathbf{0}_{N_s}$ .

**Remarque 2 :** Toutes les expressions analytiques présentées dans cette section sont basées sur l'hypothèse d'un canal mono trajet, que l'on justifie par l'utilisation d'antennes à haut gains et hautement directives qui filtrent spatialement les trajets multiples.

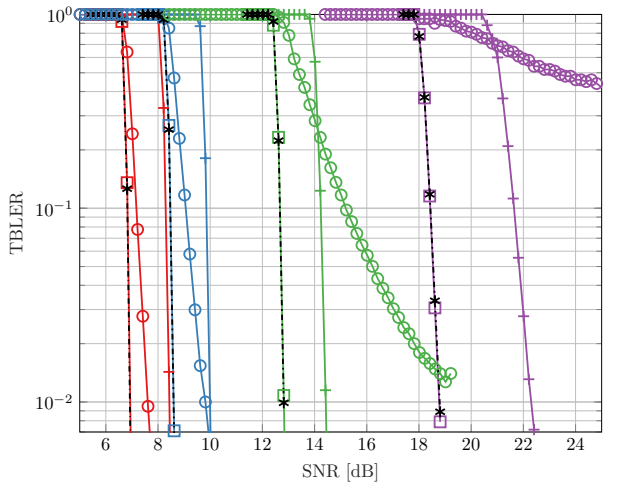


FIGURE 3 : Performance des systèmes DFT-s-OFDM et OFDM en terme de TEP en fonction du SNR pour  $\mu = 5$ .

## 4 Simulations numériques

Dans cette section, nous décrivons l'évaluation des performances des formes d'onde 5G-NR avec le bruit de phase mesuré sur un circuit CMOS fonctionnant à 140 GHz. Les paramètres de simulation sont décrits dans la table 2. Pour toutes les configurations, nous supposons une fréquence d'échantillonnage de 3932.16 MHz et une largeur de bande de 1.8 GHz. La numérologie  $\mu=5$  suivant "l'option 2" dans la table 1 est considérée. Le bruit de phase généré suit la PSD du "Canal 1" (cf. figure 1). Le rapport signal à bruit (SNR) est évalué sur la largeur de bande complète du signal (3.93216 GHz). Des symboles pilotes sont insérés dans chaque symbole OFDM et DFT-s-OFDM et sont espacés toutes les 8 sous-porteuses. Pour toutes nos simulations, les symboles pilotes reçus sont bruités. Un codage canal de type LDPC (*Low-density parity-check*) est considéré.

Pour le système DFT-s-OFDM, nous comparons les performances en terme de taux d'erreur paquet (TEP) de deux algorithmes : (i) un algorithme basé sur une interpolation linéaire (LI) effectué sur l'estimation de phase réalisée sur les pilotes et (ii) l'algorithme WIF proposé. Dans un premier temps, on considère une connaissance parfaite de la statistique du bruit de phase  $\mathbf{R}_{e^j \phi^j}$  : "WIF genie-aided". Pour l'OFDM, l'algorithme dit "CPEE" est considéré<sup>1</sup>. La figure 3 présente le TEP en fonction du SNR pour les formes d'onde DFT-s-OFDM et OFDM pour une numérologie  $\mu=5$ . Pour le DFT-s-OFDM, l'algorithme WIF proposé surpasse l'algorithme LI. Ceci s'explique par le fait que l'algorithme LI est sensible au bruit et ne permet pas un débruitage efficace de l'estimation de phase. De plus, nous observons que l'algorithme DFT-s-OFDM avec WIF surpasse l'OFDM avec CPEE. Par conséquent, le DFT-s-OFDM avec l'algorithme WIF pourrait être une solution dans le cas où nous considérons la forme d'onde 5G-NR actuelle et les numérolgies actuelles pour des transmissions dans le spectre au delà de 100GHz. Dans un second temps, on estime la matrice  $\mathbf{R}_{e^j \phi^j}$  comme représenté sur la figure 2 : "WIF with estimated  $\mathbf{R}_{e^j \phi^j}$ ". On remarque qu'on obtient les mêmes performances avec le cas où on a une connaissance parfaite de  $\mathbf{R}_{e^j \phi^j}$ , ce qui permet de valider le principe du schéma de la figure 2.

<sup>1</sup>l'algorithme CPEE estime la phase constante sur un symbole OFDM

## 5 Conclusion

Pour la forme d'onde OFDM, nous avons montré que pour les paramètres de simulation considérés, un espacement entre porteuse plus grand est nécessaire si on se limite à un simple algorithme de compensation de CPE pour la correction des effets du bruit de phase. Nous avons démontré que l'utilisation de l'algorithme WIF basé sur les propriétés statistiques de la nature corrélée du bruit de phase, conduit à un gain de performance significatif dans les systèmes DFT-s-OFDM. En outre, il y a une augmentation de la complexité comparée à l'algorithme LI. L'algorithme WIF permet d'atteindre de bonnes performances de transmission en présence d'un bruit de phase caractéristique de circuits RF à 140 GHz tout en gardant la définition de la forme d'onde 5G-NR telle qu'actuellement standardisée. Nous avons montré comment estimer les statistiques du bruit de phase en échantillonnant l'oscillateur basse fréquence de référence selon l'architecture présentée. Par conséquent, grâce à la réduction du PAPR, à l'amélioration de la robustesse au bruit de phase avec la compensation proposée, nous pensons que le système DFT-s-OFDM est un concurrent de taille à prendre en considération pour les futures communications 6G sub-THz.

## Références

- [1] Jean-Baptiste Doré and *al.* "Above-90GHz Spectrum and Single-Carrier Waveform as Enablers for Efficient Tbit/s Wireless Communications". In *Proc. Int. Conf. on Telecommun. (ICT)*, 2018.
- [2] Oskari Tervo, Ilmari Nousiainen, Ismael Peruga Nasarre, Esa Tirola, and Jari Hulkkonen. "On the Potential of Using Sub-THz Frequencies for Beyond 5G". In *Proc. Joint Eur. Conf. on Netw. and Commun. & 6G Summit (EuCNC/6G Summit)*, 2022.
- [3] Mehrnaz Afshang, Dennis Hui, Jung-Fu Thomas Cheng, and Stephen Grant. "On Phase Noise Compensation for OFDM Operation in 5G and Beyond". In *2022 IEEE Wireless Commun. and Netw. Conf. (WCNC)*, 2022.
- [4] Jean-Christophe Sibel. "Pilot-Based Phase Noise Tracking for Uplink DFT-s-OFDM in 5G". In *Proc. Int. Conf. Telecommunications (ICT)*, 2018.
- [5] Boris Murmann. "ADC Performance Survey 1997-2022". [Online]. Available : <https://github.com/bmurmann/ADC-survey>.
- [6] J.L. González-Jiménez and *al.* "Channel Bonding Transceivers for Efficient 100 Gb/s and Beyond Wireless and Plastic Waveguide Communications". In *Proc. IEEE Int. Conf. on Electron., Circuits and Syst. (ICECS)*, 2022.
- [7] 3GPP. Study on new radio access technology : Radio Frequency (RF) and co-existence aspects. TS 38.803, 2017.
- [8] Yaya Bello, Jean-Baptiste Doré, and David Demmer. "DFT-s-OFDM for sub-THz Transmission - Tracking and Compensation of Phase Noise". In *Proc. IEEE Consum. Commun. & Netw. Conf. (CCNC)*, 2023.