

Formule théorique de la probabilité d'erreur binaire d'un système MIMO distribué dans des canaux à multi-trajets partiellement bloqués

Thibaut ROLLAND^{1,2} Matthieu CRUSSIÈRE¹ Marie LE BOT²

¹Orange Innovation, 4 rue du Clos Courtel, 35510 Cesson-Cévigné, France

²INSA Rennes, CNRS, IETR –UMR 6164, 20 Avenue des Buttes de Coësmes, 35043 Rennes Cedex, France

Résumé – Cet article présente les dérivations théoriques établissant les expressions du taux d'erreur binaire (TEB) pour les systèmes d'antennes distribuées dans des canaux à évanouissement partiellement bloqués. Des modèles de lignes de retard en clusters issus du 3GPP sont considérés avec la possibilité de bloquer un sous-ensemble de clusters. En supposant que le récepteur ne puisse pas mettre à jour son égaliseur lors des événements de blocage, une analyse statistique des gains de canal égalisés de manière erronée est effectuée afin de fournir les fonctions de densité de probabilité des symboles reçus en fonction du blocage. Les dérivations du TEB sont ensuite obtenues puis validées par simulation. Les expressions fournies permettent de prédire les performances des systèmes MIMO distribués et d'analyser précisément l'impact du blocage dans divers scénarios.

Abstract – This paper introduces the theoretical derivations for establishing the bit error rate (BER) expressions of distributed antenna systems (DAS) over partially blocked Rayleigh fading channels. Clustered delay line models from 3GPP are considered with a subset of blocked propagation components. Assuming the receiver cannot update its equalizer during blockage events, a statistical analysis of the erroneously equalized channel gains is performed to provide the probability density functions of the received symbols depending on the blockage. BER derivations are then obtained and validated through simulations. The provided expressions allow to predict the performance of DAS and accurately analyze the impact of various blockage scenarios.

1 Introduction

Les systèmes d'antennes distribuées (SAD) – tels que le MIMO distribué et la transmission multipoint coordonnée – exploitent la technologie multi-antennes pour améliorer la couverture des réseaux en assurant une transmission coordonnée via des stations de base (BS) réparties sur une zone donnée, garantissant ainsi une desserte optimale des équipements utilisateurs (UE). L'utilisation des fréquences millimétriques, bien que répondant aux exigences de bande passante, pose de nouveaux défis : atténuation accrue du signal, puissance de sortie réduite et probabilité de blocage plus élevée [4, 2].

Dans ce contexte, cet article évalue théoriquement les performances d'un système de communication distribué soumis à un blocage soudain de certains clusters du canal (correspondant chacun à une direction de propagation). Ce blocage, non détecté ni estimé par le récepteur, conduit à une égalisation des symboles basée sur une estimation de canal obsolète [6] lorsque la durée de l'événement est inférieure à l'intervalle de rafraîchissement du CSI-RS. La formule théorique du taux d'erreur binaire (TEB) est ainsi dérivée à partir de l'analyse de la densité de probabilité (PDF) du gain de canal égalisé erroné, en tenant compte des propriétés de la constellation, du nombre de BS et du sous-ensemble de clusters bloqués. À titre d'exemple, les constellations QAM couramment employées dans les normes sont étudiées sans perte de généralité.

2 Modèle du système et du canal

Le réseau distribué est constitué un ensemble \mathcal{S} de K_{BS} stations de base, chacune transmettant de manière synchrone un signal commun à un UE. Cette configuration permet à l'UE de recevoir une superposition de signaux provenant de différents canaux, améliorant ainsi la robustesse de la réception et la

fiabilité du signal. Pour se concentrer sur les performances intrinsèques des DAS, on suppose que chaque BS opère avec une seule antenne dotée d'un motif de rayonnement omnidirectionnel. Des capacités de formation de faisceaux avec plusieurs antennes pourraient être ajoutées au modèle sans en modifier la méthodologie proposée.

La réponse impulsionnelle du canal en liaison descendante pour chaque BS k est caractérisée par un modèle à ligne de retard comme décrit dans [1], où plusieurs rayons avec des phases aléatoires forment des clusters c ayant des retards d'arrivée similaires. Chaque cluster est ainsi représenté par un délai $\tau_{c,k}$ et un gain complexe $a_{c,k}$. Ce gain est modélisé comme une variable aléatoire (VA) normale complexe de moyenne nulle et de variance $\sigma_{c,k}^2$, noté $a_{c,k} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{c,k}^2)$. Le gain du canal en bande étroite $H_k(f)$ pour la BS k , évalué à la fréquence f s'écrit :

$$H_k(f) = \sum_{c \in \mathcal{C}_k} a_{c,k} e^{-j2\pi f \tau_{c,k}} \quad (1)$$

où \mathcal{C}_k désigne l'ensemble des clusters du canal associé à la k -ième BS. Deux sous-ensembles disjoints sont définis : \mathcal{C}_k^{NB} , correspondant aux clusters non bloqués, et \mathcal{C}_k^B , regroupant les clusters bloqués, tels que $\mathcal{C}_k = \mathcal{C}_k^{NB} \cup \mathcal{C}_k^B$. Lorsque certains clusters sont bloqués par des obstacles, l'expression de la réponse fréquentielle du canal donnée par (1) s'écrit alors :

$$\bar{H}_k(f) = \sum_{c \in \mathcal{C}_k^{NB}} a_{c,k} e^{-j2\pi f \tau_{c,k}} \quad (2)$$

où la sommation est restreinte aux clusters non bloqués. Par ailleurs, afin d'alléger les notations, la dépendance en fréquence f est omise dans la suite du document. En utilisant deux propriétés notables de la distribution gaussienne complexe – la somme de VA gaussiennes complexes reste une VA gaussienne complexe, et sa transformée de Fourier reste

gaussienne – on modélise le gain complexe du canal et sa version bloquée respectivement par $H_k \sim \mathcal{CN}(m_{h_k}, \sigma_{h_k}^2)$ et $\bar{H}_k \sim \mathcal{CN}(m_{\bar{h}_k}, \sigma_{\bar{h}_k}^2)$. Dans la suite, on considère un scénario d'affaiblissement de type Rayleigh, c'est-à-dire que $m_{h_k} = 0$ et $m_{\bar{h}_k} = 0$ pour tout k , ce qui signifie qu'aucun trajet direct ne domine la propagation.

En notant $\mathcal{S}^{\mathcal{N}\mathcal{B}}$ l'ensemble des BS non bloqués et $\mathcal{S}^{\mathcal{B}}$ l'ensemble des BS bloqués, avec $\mathcal{S} = \mathcal{S}^{\mathcal{N}\mathcal{B}} \cup \mathcal{S}^{\mathcal{B}}$, le signal reçu en bande étroite pour un SAD soumis aux conditions de blocage, où différents ensembles de clusters sont obstrués sur chaque lien, s'exprime comme :

$$r = \left(\sum_{k \in \mathcal{S}^{\mathcal{N}\mathcal{B}}} \sqrt{\mu_k} H_k + \sum_{k \in \mathcal{S}^{\mathcal{B}}} \sqrt{\mu_k} \bar{H}_k \right) x + n \quad (3)$$

où $x \in \mathcal{A}$ est le symbole transmis issu de la constellation \mathcal{A} , $n \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$ représente un bruit blanc additif gaussien (BBAG), et les coefficients μ_k pondèrent les contributions des stations de base (BS) afin de refléter des puissances reçues non uniformes. Pour une comparaison équitable entre un système à BS unique et un système multi-BS, ces coefficients sont normalisés de sorte que $\sum_{k=1}^{K_{BS}} \mu_k = 1$.

À partir de (3), l'estimation du symbole x est obtenue par une égalisation à annulation d'interférence (ZF), consistant à diviser le signal reçu par l'estimation du canal dans le domaine fréquentiel. Toutefois, en présence de blocage, cette estimation reste inchangée, bien qu'elle corresponde à un état de canal différent mais corrélé à celui réellement rencontré. Ainsi, l'égalisation devient imprécise, et le symbole estimé $\hat{x} = \hat{x}_I + j\hat{x}_Q$ est affecté par cette estimation erronée du canal :

$$\hat{x} = \frac{\left(\sum_{k \in \mathcal{S}^{\mathcal{N}\mathcal{B}}} \sqrt{\mu_k} H_k + \sum_{k \in \mathcal{S}^{\mathcal{B}}} \sqrt{\mu_k} \bar{H}_k \right) x + n}{\sum_{k \in \mathcal{S}} \sqrt{\mu_k} H_k} \quad (4)$$

Pour dériver les expressions du TEB, il faut analyser la variable aléatoire \hat{X} , fonction de l'état du canal, du symbole x et du bruit n . Elle s'exprime comme le rapport de deux variables complexes normales corrélées, R et E :

$$\hat{X} \sim \frac{\mathcal{CN}\left(0, \left(\sum_{k \in \mathcal{S}^{\mathcal{N}\mathcal{B}}} \mu_k \sigma_{h_k}^2 + \sum_{k \in \mathcal{S}^{\mathcal{B}}} \mu_k \sigma_{\bar{h}_k}^2 \right) P_x + \sigma_n^2\right)}{\mathcal{CN}\left(0, \sum_{k \in \mathcal{S}} \mu_k \sigma_{h_k}^2\right)} \quad (5)$$

où P_x est l'énergie du symbole transmis x , supposé connu dans la définition de la variable aléatoire \hat{X} . Les variances du canal du lien k peuvent être décomposées en variances individuelles pour chaque cluster, chacune étant obtenue par la somme des variances des rayons qui le composent :

$$\sigma_{h_k}^2 = \sum_{c \in \mathcal{C}^{\mathcal{N}\mathcal{B}}} \sigma_{c,k}^2 + \sum_{c \in \mathcal{C}^{\mathcal{B}}} \sigma_{c,k}^2; \quad \sigma_{\bar{h}_k}^2 = \sum_{c \in \mathcal{C}^{\mathcal{N}\mathcal{B}}} \sigma_{c,k}^2 \quad (6)$$

La méthode consiste à obtenir la distribution de \hat{X} pour chaque symbole de la constellation, puis à intégrer la région d'erreur définie par les seuils de la modulation.

3 Caractérisation statistique du signal égalisé erroné en présence de blocage

3.1 Distribution du rapport de VA corrélées

L'équation (5) correspond au rapport de deux VA gaussiennes complexes corrélées (GCC). Il a déjà fait l'objet de nombreuses

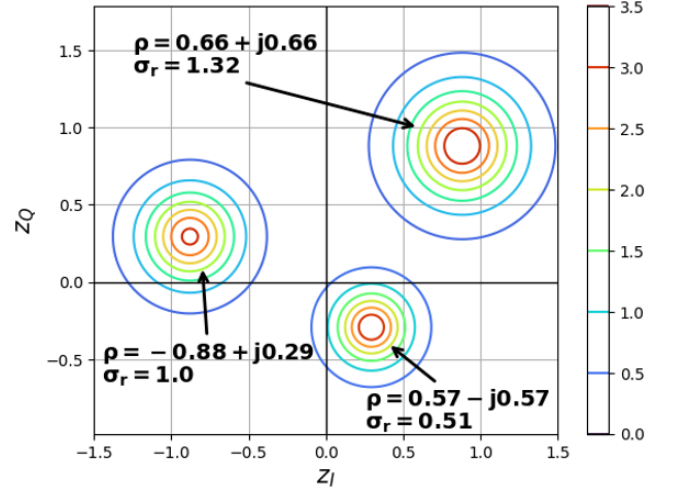


FIGURE 1 : Affichage de quelques PDF conjointes $f_Z(z_I, z_Q)$ pour $m_r = m_e = 0$ et $\sigma_e = 1$.

études dans la littérature [5, 3], fournissant des informations précieuses sur les propriétés statistiques. Soit le vecteur aléatoire $[R, E]^T$ suivant une loi complexe gaussienne, dont le vecteur moyenne et la matrice de covariance sont donnés par :

$$\mathbf{m} = [m_r, m_e]^T \text{ et } \Sigma = \begin{bmatrix} \sigma_r^2 & \rho \sigma_r \sigma_e \\ \rho^* \sigma_r \sigma_e & \sigma_e^2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

Dans [5], l'expression de la PDF conjointe du rapport $Z = \frac{R}{E} = Z_I + jZ_Q$ est présentée. En posant $m_r = m_e = 0$, cette expression constitue la base de notre étude. Après quelques manipulations, la PDF conjointe $f_Z(z_I, z_Q)$ s'exprime :

$$\frac{1 - |\rho|^2}{\pi \sigma_r^2 \sigma_e^2} \left(\left(\frac{z_I}{\sigma_r} - \frac{\rho_I}{\sigma_e} \right)^2 + \frac{1 - |\rho|^2}{\sigma_e^2} + \left(\frac{z_Q}{\sigma_r} - \frac{\rho_Q}{\sigma_e} \right)^2 \right)^{-2} \quad (8)$$

où ρ_I et ρ_Q sont les parties réelle et imaginaire de ρ , le coefficient de corrélation entre R et E . L'équation (8) est illustrée à la Fig. 1, où la PDF est décalée le long des axes réel et imaginaire, en fonction des paramètres ρ , σ_r et σ_e . Bien que la PDF soit généralement asymétrique dans le plan complexe, elle présente une symétrie centrale par rapport au décalage.

Dans la suite, les PDF et les fonctions de distribution cumulatives (CDF) marginales sont dérivées afin d'être utilisées pour le calcul du TEB. Les composantes réelle et imaginaire sont interchangeables dans (8), c'est pourquoi les calculs sont réalisés uniquement pour les marginales représentant la partie réelle, mais les résultats s'étendent à la partie imaginaire en remplaçant $\frac{z_I}{\sigma_r} - \frac{\rho_I}{\sigma_e}$ par $\frac{z_Q}{\sigma_r} - \frac{\rho_Q}{\sigma_e}$.

3.1.1 Fonction de densité de probabilité marginale

En posant $\alpha = \left(\frac{z_I}{\sigma_r} - \frac{\rho_I}{\sigma_e} \right)^2 + \frac{1 - |\rho|^2}{\sigma_e^2}$ et en effectuant le changement de variable $u = \frac{z_Q}{\sigma_r} - \frac{\rho_Q}{\sigma_e}$, la densité marginale de Z_I s'obtient en intégrant la densité conjointe $f_Z(z_I, z_Q)$:

$$\begin{aligned} f_{Z_I}(z_I) &= \int_{\mathbb{R}} f_Z(z_I, z_Q) dz_Q \\ &= \frac{1 - |\rho|^2}{\pi \sigma_r^2 \sigma_e^2} \int_{\mathbb{R}} \frac{\sigma_r}{(u^2 + \alpha)^2} du \end{aligned} \quad (9)$$

Comme $\alpha \geq 0$, on pose $u = \sqrt{\alpha} \tan(\theta)$, d'où :

$$f_{Z_I}(z_I) = \frac{1 - |\rho|^2}{\pi \sigma_r \sigma_e^2} \alpha^{-\frac{3}{2}} \frac{\pi}{2} \quad (10)$$

En remplaçant α par son expression, on obtient finalement la PDF marginale du rapport de deux VA GCC centrées :

$$f_{Z_I}(z_I) = \frac{1 - |\rho|^2}{2\sigma_r\sigma_e^2} \left(\left(\frac{z_I}{\sigma_r} - \frac{\rho_I}{\sigma_e} \right)^2 + \frac{1 - |\rho|^2}{\sigma_e^2} \right)^{-\frac{3}{2}} \quad (11)$$

3.1.2 Fonction de répartition cumulative marginale

La CDF de la composante réelle Z_I est donnée par :

$$\begin{aligned} F_{Z_I}(z_I) &= P(Z_I < z_I) = \int_{-\infty}^{z_I} f_{Z_I}(z_I) dz_I \\ &= \frac{1 - |\rho|^2}{2\sigma_r\sigma_e^2} \int_{-\infty}^{z_I} \left(\left(\frac{z_I}{\sigma_r} - \frac{\rho_I}{\sigma_e} \right)^2 + \frac{1 - |\rho|^2}{\sigma_e^2} \right)^{-\frac{3}{2}} dz_I \end{aligned} \quad (12)$$

En effectuant le changement de variable $u = \frac{z_I}{\sigma_r} - \frac{\rho_I}{\sigma_e}$:

$$F_{Z_I}(z_I) = \frac{1 - |\rho|^2}{2\sigma_e^2} \int_{-\infty}^{\frac{z_I}{\sigma_r} - \frac{\rho_I}{\sigma_e}} \left(u^2 + \frac{1 - |\rho|^2}{\sigma_e^2} \right)^{-\frac{3}{2}} du \quad (13)$$

En posant ensuite $u = \sqrt{\frac{1 - |\rho|^2}{\sigma_e^2}} \tan(\theta)$, on obtient :

$$F_{Z_I}(z_I) = \frac{1}{2} (\sin(\tan^{-1}(\psi)) + 1) \quad (14)$$

avec $\psi = \left(\frac{z_I}{\sigma_r} - \frac{\rho_I}{\sigma_e} \right) \sqrt{\frac{\sigma_e^2}{1 - |\rho|^2}}$. Enfin, en utilisant la propriété $\sin(\tan^{-1}(\psi)) = \frac{\psi}{\sqrt{1 + \psi^2}}$, on obtient finalement :

$$F_{Z_I}(z_I) = \frac{\frac{z_I}{\sigma_r} - \frac{\rho_I}{\sigma_e}}{2\sqrt{\frac{1 - |\rho|^2}{\sigma_e^2} + \left(\frac{z_I}{\sigma_r} - \frac{\rho_I}{\sigma_e} \right)^2}} + \frac{1}{2} \quad (15)$$

La Fig. 2 présente les expressions marginales obtenues : les courbes représentent les PDF, tandis que les zones colorées illustrent les CDF, qui correspondent également à la probabilité d'erreur dans une modulation BPSK. On observe que la zone colorée s'accroît lorsque la corrélation diminue, ce qui se produit typiquement en présence de blocage, traduisant ainsi une relation affaiblie entre le canal et son estimation.

3.2 Substitution des paramètres pour le SAD

Dans la sous-section 3.1, il a été établi que les distributions marginales dépendent de ρ , σ_r et σ_e . Nous substituons désormais ces paramètres par ceux propres aux SAD. D'après l'équation (5), les paramètres de variance s'expriment ainsi :

$$\begin{cases} \sigma_r^2 = \left(\sum_{k \in \mathcal{S}^{\mathcal{N}\mathcal{B}}} \mu_k \sigma_{h_k}^2 + \sum_{k \in \mathcal{S}^{\mathcal{B}}} \mu_k \sigma_{h_k}^2 \right) P_x + \sigma_n^2 \\ \sigma_e^2 = \sum_{k \in \mathcal{S}} \mu_k \sigma_{h_k}^2 \end{cases} \quad (16)$$

où σ_r dépend des variances (bloquées ou non), de la puissance du symbole et du bruit, tandis que σ_e ne considère que la variance des canaux estimés (non bloqués). La corrélation entre R et E , définie dans (5), s'exprime par :

$$\rho = \frac{x}{|x|} \frac{\left[\sum_{k \in \mathcal{S}^{\mathcal{N}\mathcal{B}}} \mu_k \sigma_{h_k}^2 + \sum_{k \in \mathcal{S}^{\mathcal{B}}} \mu_k \sigma_{h_k}^2 \right]}{\sqrt{\sum_{k \in \mathcal{S}^{\mathcal{N}\mathcal{B}}} \mu_k \sigma_{h_k}^2 + \sum_{k \in \mathcal{S}^{\mathcal{B}}} \mu_k \sigma_{h_k}^2 + \frac{\sigma_n^2}{|x|^2}} \sqrt{\sum_{k \in \mathcal{S}} \mu_k \sigma_{h_k}^2}}$$

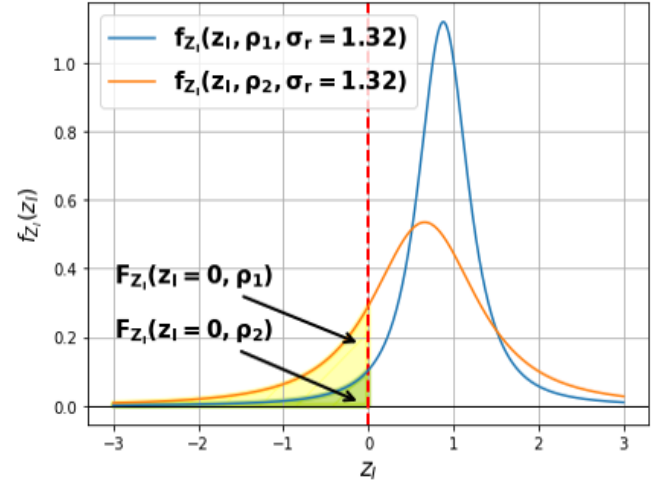


FIGURE 2 : Affichage de quelques PDF et CDF marginales pour $m_r = m_e = 0$; $\sigma_e = 1$; $\rho_1 = \frac{2}{3} + j\frac{2}{3}$; $\rho_2 = \frac{1}{2} + j\frac{1}{2}$

Ce terme complexe se décompose en paramètres essentiels du canal, déterminés par les coefficients de corrélation $\rho_k^{h\bar{h}}$ qui décrivent la relation entre H_k et \bar{H}_k :

$$\rho_k^{h\bar{h}} = \text{Cor}(H_k, \bar{H}_k) = \frac{\text{Cov}(H_k, \bar{H}_k)}{\sigma_{h_k} \sigma_{\bar{h}_k}} = \frac{\sigma_{\bar{h}_k}}{\sigma_{h_k}} \quad (17)$$

Ce résultat montre qu'après suppression d'un sous-ensemble de clusters, le canal reste fortement corrélé à l'original, surtout lorsque la puissance des clusters bloqués est faible.

4 Application : Dérivation du TEB

Dans cette section, les expressions PDF/CDF dérivées sont utilisées pour calculer la probabilité d'erreur binaire P_{eb} d'une constellation sur des canaux partiellement bloqués. Ces expressions, établies pour un symbole transmis x donné, sont respectivement notées $f_{\hat{x}|x_i}(z_I, z_Q)$ et $F_{\hat{x}|x_i}(z_I, z_Q)$ afin de mettre en évidence cette dépendance.

4.1 Méthode générale pour la dérivation de P_{eb}

4.1.1 Probabilité d'erreur symbole

La probabilité d'erreur de symbole P_{es} est obtenue en intégrant la PDF conjointe sur la région d'erreur $\mathbb{R}^2 \setminus R_i$ associée à chaque symbole x_i , où R_i est la région de décision de x_i .

$$P_{es} = \sum_{i \in \mathcal{A}} P(x = x_i) \int_{\mathbb{R}^2 \setminus R_i} f_{\hat{x}|x_i}(z_I, z_Q) \quad (24)$$

Ainsi, contrairement aux approches classiques, l'équation (24) comporte une intégrale par symbole x_i .

4.1.2 Probabilité d'erreur binaire

Le TEB est calculé en moyennant les probabilités d'erreur de chaque bit, $P_e(b_j)$. L'erreur sur le bit j (0 ou 1) dépend des symboles dont le j ème bit vaut 0 ou 1. Pour l'analyser, nous définissons les sous-ensembles suivants :

$$\mathcal{S}_j^\nu = \{x_i | b_j(x_i) = \nu\} \quad (25)$$

où ν prend la valeur 0 ou 1, ce qui conduit à l'expression :

$$P_e(b_j = \nu) = \sum_{i \in \mathcal{S}_j^\nu} P(x = x_i | \mathcal{S}_j^\nu) \int_{\mathbb{R}^2 \setminus \bigcap_{k \in \mathcal{S}_j^\nu} R_k} f_{\hat{x}|x_i}(z_I, z_Q) \quad (26)$$

Dans la plupart des cas, on a $P(x = x_i | \mathcal{S}_j^\nu) = \frac{1}{\text{Card}(\mathcal{S}_j^\nu)}$, du fait de l'hypothèse d'équiprobabilité et du codage binaire qui répartit équitablement les 0 et les 1 dans la constellation. Cela aboutit à une expression analytique du TEB, valable pour toutes les constellations et intégrant les effets du blocage via les PDF conjointes pour une analyse complète des erreurs :

$$P_{eb} = \frac{1}{\log_2(M)} \sum_{j=1}^{\log_2(M)} \left[\frac{1}{2} P_e(b_j = 0) + \frac{1}{2} P_e(b_j = 1) \right] \quad (27)$$

4.2 Application sur une constellation QPSK

Prenons comme exemple la dérivation de P_{eb} pour une modulation QPSK avec codage Gray. Les symboles complexes $x = x_I + jx_Q$ proviennent de la constellation $\mathcal{A} = \{x_1 = d + jd, x_2 = d - jd, x_3 = -d + jd, x_4 = -d - jd\}$, où d est une constante réelle, avec le mapping binaire $\{b_1 b_0\} \in \{11, 01, 10, 00\}$. À partir de (27), on déduit (23). Exploitant successivement la symétrie de la PDF conjointe, l'expression de la PDF marginale puis de la CDF marginale, on obtient :

$$\begin{aligned} P_{eb}^{\text{QPSK}} &= \int_{\mathbb{R}^-} \int_{\mathbb{R}} f_{\hat{x}|x=d+jd}(z_I, z_Q) dz_I dz_Q \\ &= \int_{\mathbb{R}^-} f_{Z_Q}(z_Q, x = d + jd) dz_Q \\ &= F_{Z_Q}(z_Q = 0, x = d + jd) \end{aligned} \quad (28)$$

Enfin, le rapport $\frac{E_b}{N_0}$ apparaît dans la CDF via les paramètres ρ et σ_r , qui dépendent de $\frac{\sigma_n^2}{|x|^2}$. Pour la modulation QPSK, $|x|^2 = 2d^2$ avec $d = \sqrt{E_b}$, la moitié de la distance minimale entre symboles. Ainsi, $\frac{\sigma_n^2}{|x|^2} = \frac{1}{2} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1}$.

5 Simulation modèle CDL (3GPP)

Des simulations Monte Carlo basées sur les modèles CDL du 3GPP [1] confirment le TEB de la QPSK dérivée, en se focalisant sur le modèle CDL-C adapté aux scénarios non-ligne de vue. Réalisées à 3,5 GHz avec un étalement temporel de 100 ns et une modulation OFDM sur 102 sous-porteuses espacées de 15 kHz, ces simulations répartissent uniformément la puissance entre les BS ($\mu_k = \frac{1}{K_{BS}}$). La Fig. 3 illustre un scénario à deux BS, dont l'une subit un blocage partiel défini (dans la légende, « BlkClust={indices} ») selon les caractéristiques géométriques du canal (clusters partageant les mêmes angles sont bloqués ensemble). Les performances se dégradent fortement (courbe orange) lorsque les clusters {6, 7, 8} (puissance combinée -6,1 dB) sont bloqués, tandis que le blocage du 24^{ème} cluster (courbe marron, -22,8 dB) n'affecte presque pas les résultats (courbe bleue).

6 Conclusion

Cet article analyse l'impact du blocage sur le TEB dans les SAD. En modélisant le signal égalisé erroné comme un rapport de variables aléatoires gaussiennes complexes, nous dérivons des PDF et CDF du canal bloqué et obtenons des expressions

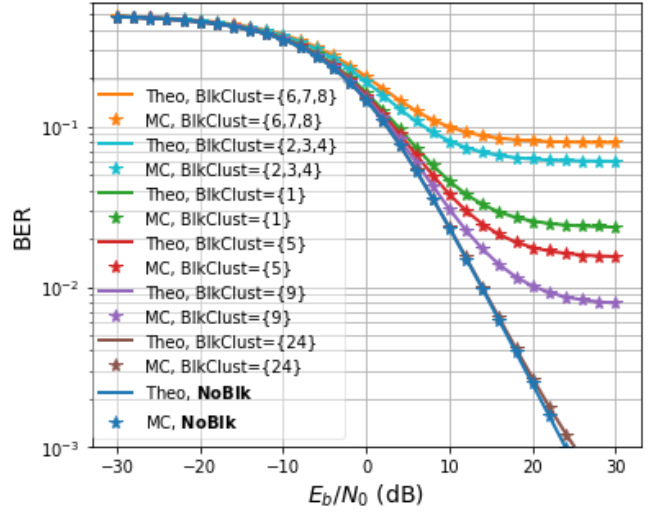


FIGURE 3 : Courbes TEB théoriques et simulées avec deux BS pour différentes configurations de blocage (CDL-C)

du TEB. Ces résultats, validés par des simulations Monte Carlo, montrent que le blocage – notamment des clusters de forte puissance – dégrade les performances, tandis qu'un plus grand nombre de BS les améliore. Une extension naturelle serait d'explorer des scénarios en ligne de vue avec formation de faisceaux.

7 Remerciements

Ce travail a été en partie financé par le programme de recherche et d'innovation Horizon Europe de l'Union européenne sous le contrat de subvention n° 101095759 (Hexa-X-II).

Références

- [1] 3RD GENERATION PARTNERSHIP PROJECT (3GPP) : Technical Specification Group Radio Access Network; Study on scenarios and requirements for next generation access technologies. TR 38.901, 3GPP, 2019.
- [2] Jeffrey G. ANDREWS *et al.* : Modeling and analyzing millimeter wave cellular systems. 65(1):403–430, 2017.
- [3] Dazhen GU : On the quotient of centralized and non-centralized complex Gaussian random variables. *J. Res.*, 125, 2020.
- [4] Robert W. HEATH, Nuria GONZÁLEZ-PRELCIC *et al.* : An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems. *IEEE J. of Sel. Top. in Signal Process.*, 10(3):436–453, 2016.
- [5] Yang LI et Qian HE : On the ratio of two correlated complex Gaussian random variables. 23:2172–2176, 2019.
- [6] Shuyue XU, Haichuan DING *et al.* : Blockage-resilient hybrid transceiver optimization for mmWave communications. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 23(4):2994–3008, 2024.

$$P_{eb}^{\text{QPSK}} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \left(\sum_{x_i \in \mathcal{S}_1^0} \frac{1}{2} \int_{\mathbb{R}} \int_{\mathbb{R}^+} f_{\hat{x}|x_i} dz_I dz_Q + \sum_{x_i \in \mathcal{S}_1^1} \frac{1}{2} \int_{\mathbb{R}} \int_{\mathbb{R}^-} f_{\hat{x}|x_i} dz_I dz_Q \right) + \frac{1}{2} \left(\sum_{x_i \in \mathcal{S}_2^0} \frac{1}{2} \int_{\mathbb{R}^+} \int_{\mathbb{R}} f_{\hat{x}|x_i} dz_I dz_Q + \sum_{x_i \in \mathcal{S}_2^1} \frac{1}{2} \int_{\mathbb{R}^-} \int_{\mathbb{R}} f_{\hat{x}|x_i} dz_I dz_Q \right) \right] \quad (23)$$