



Journal Homepage: -www.journalijar.com

INTERNATIONAL JOURNAL OF ADVANCED RESEARCH (IJAR)

Article DOI:10.21474/IJAR01/20156
DOI URL: <http://dx.doi.org/10.21474/IJAR01/20156>



RESEARCH ARTICLE

ETUDE DE PERFORMANCE D'UN NOUVEL ALGORITHME DE L'OFDM ADAPTATIF POUR LA MONTEE EN DEBIT DANS LES RESEAUX D'ACCES OPTIQUES

M.F. O. Sanya¹, F. Magnidet¹, Z.C. B. Alonoumi¹ and C. Aupetit-Berthélot²

1. Département de Génie Informatique et Télécommunications (GIT), Ecole Polytechnique d'Abomey-Calavi (EPAC), Université d'Abomey-Calavi (UAC), Abomey-Calavi, Bénin.
2. XLIM Dpt.C2S2 UMR-CNRS 7252, Université de Limoges, 16 Rue Atlantis, 87068 Limoges, France.

Manuscript Info

Manuscript History

Received: 28 October 2024

Final Accepted: 30 November 2024

Published: December 2024

Key words:-

PON, TDM, OFDM, Levin-Campello, Bit Error Rate.

Abstract

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) has demonstrated its effectiveness as a modulation technique in optical communication systems, where data is transmitted and received through optical channels. This paper proposes and implements a novel adaptive OFDM method, called "Minimization E-Tighted" (MET), aimed at enhancing the data rate in low-cost optical access network links. The implementation was carried out for a Time Division Multiplexing Passive Optical Network (TDM-PON) link, co-simulated using VPIphotonics™ and MATLAB®. Simulation results showed that for the simulated target BER values (10^{-3} and 10^{-4}), the data rates achieved with the MET method are nearly identical to those obtained using the Levin-Campello method, which is commonly employed for rate enhancement. With the simulated parameters at a target BER of 2.23×10^{-4} , it is demonstrated that 12 Gb/s data rate are achievable on a TDM-PON link with the MET method, supporting 64 users over a 60 km fiber span. Moreover, the MET method proved its capability to optimize the data rate for any given target BER value. Finally, the study revealed that employing high-resolution DAC/ADC converters can further increase the link's data rate when the MET algorithm is used.

Copyright, IJAR, 2024.. All rights reserved.

Introduction:-

L'augmentation sans cesse croissante de nouveaux services et applications multimédias (Internet of Things, 5G, Réalité Augmentée, etc.) a causé un besoin en débit élevé dans les réseaux d'accès. Vu cette demande incessante en bande passante, les organismes de normalisation ITU (International Telecommunication Union) et IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) ont proposé la technologie FTTH (Fiber-To-The-House) et les solutions à 10 Gb/s NG-PON1 (Next-Generation Passive Optical Network version 1) sont en déploiement [1]. De plus, il est prévu à la suite du NG-PON1, une deuxième version, dénommée « NG-PON2 » avec des débits de l'ordre de 40 Gb/s à 60 km de distance ou plus pour des partages d'au moins 64 clients, sans changer l'infrastructure existante. Dans ce cadre, des techniques de modulation à forte efficacité spectrale que le NRZ-OOK sont retenues et la technique OFDM en fait partie [2]. L'OFDM est couramment utilisée en raison de ses avantages, tels que sa grande efficacité spectrale, sa résistance aux interférences inter-symboles (ISI) et sa flexibilité dans l'allocation de la bande passante [1]-[3]. Cependant, la technologie OFDM conventionnelle ne peut pas être directement appliquée aux systèmes

Corresponding Author:-Max Fréjus Owolabi Sanya

Address:-Département de Génie Informatique et Télécommunications (GIT), Ecole Polytechnique d'Abomey-Calavi (EPAC), Université d'Abomey-Calavi (UAC), Abomey-Calavi, Bénin.

optiques, car le signal transmis doit être réel et non négatif. Plusieurs techniques OFDM optique ont donc été proposées pour les systèmes de communication optique, telles que : l'approche ACO-OFDM (Asymmetrically Clipped Optical OFDM), la DCO-OFDM (DC-biased Optical OFDM), l'ADO-OFDM (Asymmetrically clipped DC-biased Optical OFDM) [4], HACO-OFDM (hybrid ACO-OFDM) [5], LACO-OFDM (Layered ACO-OFDM) [6] et bien d'autres [7]. Toutes ces techniques de modulation OFDM essaient d'améliorer d'une part, l'efficacité spectrale ou optique de la transmission, et d'autres parts, de réduire la complexité de calcul, le PAPR (Peak Average to Power Ratio) ou le taux d'erreur binaire, etc.

Par contre, les techniques susmentionnées ne sont pas performantes dans des canaux de transmission présentant une sélectivité en fréquence comme le cas de transmission sur fibre optique. Ainsi, les techniques OFDM adaptatives constituent une alternative de recours pour tenter d'augmenter l'efficacité spectrale, tout en maintenant de bonnes performances avec une forte robustesse contre la sélectivité en fréquence du canal optique sur fibre [8]. Dans cette étude, un nouvel algorithme dénommé «MET (Minimization E-Tighted)» est proposé pour l'OFDM adaptatif. Les résultats obtenus sont comparés avec l'approche « Levin-Campello (LC) » [9], habituellement employée transmission sur fibre optique. Dans cet article, suite à un bref rappel sur la question de la montée en débit au sein des réseaux de transmission optique, une description du matériel utilisé est faite. Ensuite, nous présentons les résultats obtenus qui sont analysés puis la conclusion.

Matériel et Méthodes:-

Dans cette section, nous présentons une généralité sur la théorie de l'information avec les notions relatives à la méthode adaptative en modulation OFDM. Ensuite, nous présentons le nouvel algorithme de méthode adaptive OFDM basé sur la technique du Levin-Campello avant d'aborder le matériel utilisé et la méthodologie.

Théorie de la montée en débit en techniques OFDM optique

Les méthodes d'allocation en termes de bits et/ou de puissance ont toujours été étudiées et implémentées pour augmenter le débit en systèmes de transmission OFDM « bas coûts ». Généralement, c'est l'algorithme du Levin-Campello (LC) [9]-[11] qui est plus souvent utilisé en OFDM pour optimiser le débit, avec une contrainte d'énergie totale imposée par l'émetteur. De plus, cette optimisation est faite soit, en termes de bits alloués et/ou de puissance allouée par sous-porteuse et dépend totalement de l'allure de la réponse du canal de transmission.

La réponse du canal est généralement connue par un test de transmission initial de symboles pilotes connus et, de l'émetteur comme du récepteur. Cette approche permet d'estimer pour chaque sous-porteuse, son SNR_n ($n = 0, 1, \dots, N - 1$) [10] avant toute optimisation que ce soit. D'après Shannon-Hartley dans le cas d'un canal à bruit blanc gaussien (AWGN : Additive White Gaussian Noise, où le bruit se superpose au signal), le nombre de bits b à allouer pour un SNR donné [11] s'obtient en utilisant l'équation (1):

$$b = \log_2 \left(1 + \frac{SNR}{\Gamma} \right) \quad (1)$$

où Γ est dénommé « gap en SNR » [9]. Il s'agit du ratio entre le SNR permettant d'atteindre la capacité maximale de Shannon et celui qu'il faudrait pour garantir un certain taux d'erreur symbole $TES = TEB \times b$. Le gap est défini par la relation (2):

$$\Gamma = \frac{1}{3} \left[Q^{-1} \left(\frac{TES}{4} \right) \right]^2 \quad \text{où } Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du \quad (2)$$

En considérant un système OFDM à N sous-porteuses, les relations (1) et (2) permettent d'écrire pour $SNR_n = P_n \times g_n$ la maximisation débit D selon (3):

$$D = \sum_{n=0}^{N-1} b_n = \begin{cases} \max \left(\sum_{n=0}^{N-1} \log_2 \left(1 + \frac{P_n \cdot g_n}{\Gamma_n} \right) \right) \\ \Gamma_n = \frac{1}{3} \left[Q^{-1} \left(\frac{b_n \times TEB_n}{4} \right) \right]^2 \end{cases} \quad (3)$$

Ainsi, lorsque $P_n = 1$, alors on obtient $SNR_n = g_n$. Cette valeur g_n correspond au gain du canal, qui est dépend du rapport signal-sur-bruit SNR_n et de la puissance par sous-porteuse P_n . Afin de simplifier l'expression (2) du gap, Γ_n est supposé constant [10] et est listé au Tableau 1 pour quelques valeurs de TEB seuil (et non de TES).

Tableau 1: Quelques valeurs de Γ fonction du TEB.

TEB	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-8}	10^{-9}
Γ	1,80	3,18	4,61	6,07	7,53	9,02	10,50	11,99

Rappelons que dans le Tableau 1, le gap est fixe et connu pour chaque TEB cible et ce, quel que soit le format de modulation utilisé. De ce fait, l'algorithme du Levin-Campello (LC) s'implémente pour un TEB cible donné et non en termes de TES. Par contre, l'analyse de la Figure 1(B), permet de constater que n'importe quelle valeur de TEB, le gap n'est pas fixe mais varie avec les formats de modulation utilisés : d'où la proposition d'une alternative d'optimisation du débit, dénommée (MET) pour laquelle le gap est une solution découlant de l'optimisation des équations (1) et (2), quelle que soit la valeur du TEB cible recherchée.

Pour la plupart des techniques OFDM adaptatif, les méthodes d'allocations consistent à obtenir le couple $(\mathbf{b}_n, \mathbf{P}_n)$ selon des contraintes connues, telles que:

- La méthode « Rate Adaptive (RA) » : qui consiste à maximiser le nombre de bits à allouer en respectant la condition de puissance totale \mathbf{P}_t disponible:

$$RA = \begin{cases} \max(\sum_{n=0}^{N-1} b_n) \\ \sum_{n=0}^{N-1} P_n = P_t \end{cases} \quad (4)$$

- La méthode « Margin Adaptive (MA) » : dite duale de l'approche (RA). Elle consiste à réduire au mieux, la puissance totale émise, sous contrainte de débit \mathbf{D}_0 à garantir :

$$MA = \begin{cases} \min(\sum_{n=0}^{N-1} P_n) \\ \sum_{n=0}^{N-1} b_n = D_0 \end{cases} \quad (5)$$

La résolution des deux (02) approches (RA) et (MA), permet d'obtenir une solution optimale [13]. Et pour ce faire, l'utilisation des multiplicateurs de Lagrange ($\mathcal{L}_{RA}/\mathcal{L}_{MA}$) est souvent employée [14]. Ceci vise à définir une fonction de Lagrange avec un multiplicateur associé pour chacun des problèmes (RA ou MA). Ainsi, considérant l'équation (3), les fonctions de Lagrange (6)-(7) correspondant aux problèmes respectivement (RA) et (MA) sont pour ($\Gamma_n = \Gamma$):

$$\mathcal{L}_{RA}(\mathbf{P}_n, \lambda_{RA}) = \sum_{n=0}^{N-1} b_n + \lambda_{RA} \cdot \left(\sum_{n=0}^{N-1} P_n - P_t \right) = \sum_{n=0}^{N-1} \log_2 \left(1 + \frac{P_n \cdot g_n}{\Gamma} \right) + \lambda_{RA} \cdot \left(\sum_{n=0}^{N-1} P_n - P_t \right) \quad (6)$$

$$\mathcal{L}_{MA}(\mathbf{P}_n, \lambda_{MA}) = \sum_{n=0}^{N-1} P_n + \lambda_{MA} \cdot \left(\sum_{n=0}^{N-1} b_n - D_0 \right) = \sum_{n=0}^{N-1} P_n + \lambda_{MA} \cdot \left(\sum_{n=0}^{N-1} \log_2 \left(1 + \frac{P_n \cdot g_n}{\Gamma} \right) - D_0 \right) \quad (7)$$

L'obtention d'une solution optimale de $\mathcal{L}_{RA}(\mathbf{P}_n, \lambda_{RA})$ pour respectivement $\mathcal{L}_{MA}(\mathbf{P}_n, \lambda_{MA})$ est fonction des dérivées partielles (8) à considérer « égales à zéro », soit :

$$\begin{cases} \frac{\partial \mathcal{L}_{RA}(\mathbf{P}_n, \lambda_{RA})}{\partial P_n} = 0 \\ \frac{\partial \mathcal{L}_{RA}(\mathbf{P}_n, \lambda_{RA})}{\partial \lambda_{RA}} = 0 \Leftrightarrow \sum_{n=0}^{N-1} P_n = P_t \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} \frac{\partial \mathcal{L}_{MA}(\mathbf{P}_n, \lambda_{MA})}{\partial P_n} = 0 \\ \frac{\partial \mathcal{L}_{MA}(\mathbf{P}_n, \lambda_{MA})}{\partial \lambda_{MA}} = 0 \Leftrightarrow \sum_{n=0}^{N-1} b_n = D_0 \end{cases} \quad (8)$$

En résolvant :

$$\frac{\partial \mathcal{L}_{RA}(\mathbf{P}_n, \lambda_{RA})}{\partial P_n} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{\partial \mathcal{L}_{MA}(\mathbf{P}_n, \lambda_{MA})}{\partial P_n} = 0 \quad (9)$$

On obtient la relation (9) qui peut être écrite suivant (10) :

$$\frac{\Gamma}{g_n} + P_n = \text{Constante} \quad (10)$$

L'équation (10) est connue comme étant la « **Solution de Water-filling** » [15]. Elle consiste à allouer un maximum de puissance (donc de bits) aux sous-porteuses présentant un bon SNR et moins, pour celles présentant un faible SNR. Ceci conduit à des valeurs \mathbf{b}_n réelles ($\mathbf{b}_n \in \mathbb{R}$), qui, en pratique, sont impossibles à réaliser du fait que les

formats de modulation manipulent que des valeurs de bits strictement entiers ($\mathbf{b}_n \in \mathbb{N}$). C'est ce qui a conduit à la proposition d'algorithmes tels que : Hughes-Hartogs, Chow et Levin-Campello [15].

Du Levin-Campello au nouvel algorithme MET

Après avoir calculé le SNR_n par sous-porteuse ainsi que les coefficients g_n correspondants pour d'une distribution sous-optimale de bits $b = [b_0, b_1, \dots, b_{N-1}]$, l'algorithme du Levin-Campello considère l'équation (1) pour établir la relation (11) existant entre la puissance P_n et le nombre de bits b_n , soit :

$$P_n(b_n) = \frac{\Gamma}{g_n} (2^{b_n} - 1) \quad (12)$$

Ainsi, Levin-Campello considère la notion d'incrément d'énergie qui suppose que le transport d'un incrément de bit additionnel β devrait être réalisé par la sous-porteuse qui consommerait le minimum de puissance pour transporter $(b_n + \beta)$ bits. Dans ce cas, l'incrément $e_n(b_n)$ d'énergie associé est obtenu [10] selon (13) :

$$e_n(b_n) = P_n(b_n + \beta) - P_n(b_n) = \frac{\Gamma}{g_n} \cdot 2^{b_n + \beta} \cdot (1 - 2^{-\beta}) \quad (14)$$

Avec $P_n(b_n)$ et $P_n(b_n + \beta)$ respectivement les puissances nécessaires pour le transport respectif des bits b_n et $(b_n + \beta)$ par la sous-porteuse d'indice k .

La maximisation du débit suivant la méthode (RA) du Levin-Campello (LC) se réalise grâce à (13) - (17) en deux (02) phases dont:

Première phase « Distribution de bits efficace (EF) » : l'algorithme (LC) utilise l'incrément d'énergie pour détecter non seulement la sous-porteuse d'indice m pour laquelle on consommera le minimum de puissance en augmentant d'un bit ($\beta=1$), mais aussi, celle d'indice n qui économisera le maximum de puissance, par réduction d'un bit. Dès que ces deux (02) sous-porteuses sont identifiées, leurs constellations sont mises à jour et le processus continue jusqu'à ce que, l'incrément d'énergie gagné en réduisant d'un bit, soit inférieur ou égal à celui consommé en augmentant d'un bit. Par conséquent, toute distribution de bits est efficace, si et seulement si, la condition (13) est vérifiée:

$$\max_{0 \leq n \leq N-1} e_n(b_n) \leq \min_{0 \leq m \leq N-1} e_m(b_m + \beta) \quad (15)$$

A un moment de l'optimisation (13), il arrivera que le maximum de puissance gagnée en réduisant de 1 bit la constellation de la sous-porteuse d'indice n ne suffise plus pour augmenter de 1 bit la constellation de la sous-porteuse d'indice m . A la fin de cette première phase, aucun mouvement de bit (d'une sous-porteuse à toute autre) ne permettra de réduire la consommation en termes de puissance totale. Les lignes de (14) présentent sous forme d'algorithmique cette phase (EF) du Levin-Campello:

1. $m \leftarrow \arg \left\{ \min_{0 \leq i \leq N-1} e_i(b_i + \beta) \right\}$;
 2. $n \leftarrow \arg \left\{ \max_{0 \leq j \leq N-1} e_j(b_j) \right\}$;
 3. Faire
 - (a) $b_m \leftarrow b_m + \beta$;
 - (b) $b_n \leftarrow b_n - \beta$;
 - (c) $m \leftarrow \arg \left\{ \min_{0 \leq i \leq N-1} e_i(b_i + \beta) \right\}$;
 - (d) $n \leftarrow \arg \left\{ \max_{0 \leq j \leq N-1} e_j(b_j) \right\}$;
- Tant que $(e_m(b_m + \beta) < e_n(b_n))$ (16)

Deuxième phase « Distribution de bits E-Tightened (ET) » : Ici, la solution obtenue ne respecte pas a priori la contrainte de puissance totale. En fait, la puissance totale consommée par l'ensemble des sous-porteuses peut parfois être supérieure ou inférieure à la contrainte de puissance totale P_t disponible. Dans ce cas, la deuxième phase (ET) vient appuyer la première (EF). En supposant que S correspond au total de l'ensemble des puissances consommées par les sous-porteuses, soit (15):

$$S = \sum_{n=0}^{N-1} P_n(b_n) \quad (17)$$

Toute distribution de bits sera considérée « E-Tighted », si et seulement si, elle vérifie la condition (18) :

$$0 < (P_t - S) \leq \min_{0 \leq i \leq N-1} e_i(b_i + \beta) \quad (19)$$

Ceci suppose que la puissance totale consommée par l'ensemble des sous-porteuses respecte bien la contrainte de puissance totale P_t disponible. Par suite, l'ajout quelconque d'un seul bit additionnel occasionnerait la violation de cette contrainte de puissance totale. Les lignes de (17) présentent sous forme d'algorithmique cette phase (ET) du Levin-Campello:

Tant que $\left((P_t - S) < 0 \text{ ou } (P_t - S) \geq \min_{0 \leq i \leq N-1} e_i(b_i + \beta) \right)$ **faire**

Si $(P_t - S) < 0$

1. $n \leftarrow \arg \left\{ \max_{0 \leq j \leq N-1} e_j(b_j) \right\};$
2. $S \leftarrow S - e_n(b_n);$
3. $b_n \leftarrow b_n - \beta;$

Sinon

1. $m \leftarrow \arg \left\{ \min_{0 \leq i \leq N-1} e_i(b_i + \beta) \right\};$
2. $S \leftarrow S + e_m(b_m + \beta);$
3. $b_m \leftarrow b_m + \beta;$

Fin Si

Fin Tant que

(20)

Somme toute, eu égard à ces deux (02) phases (EF) et (ET) de l'algorithme (RA) du Levin-Campello, le débit peut être maximisé tout en garantissant un TEB cible donné.

D'autres parts, en raisonnant autrement avec ($\Gamma_n \neq \text{constante}$), comme illustré à la Figure 1(B) où Γ_n varie quel que soit le format de modulation, nous proposons une nouvelle méthode d'optimisation du débit (MET), tenant compte de n'importe quelle valeur de TEB cible (même différentes de celles présentées au Tableau 1). Cette technique MET (Minimization and E-Tighted), se résume en deux (02) étapes formelles à savoir :

- ✓ L'étape dite « Minimization » : Cette première phase de l'algorithme (MET) utilise l'équation (19) minimisant une fonction d'erreur $f(\mathbf{b}_n)$, obtenue en égalant les équations (1) et (2) de Γ_n , soit (21) :

$$\Gamma_n = \frac{\text{SNR}_k}{(2^{b_n} - 1)} \approx \frac{1}{3} \left[Q^{-1} \left(\frac{\text{TEB} \cdot b_n}{4} \right) \right]^2 \quad (22)$$

$$\min_{0 \leq n \leq N-1} f(b_n) = \min_{0 \leq n \leq N-1} \left| \frac{1}{3} \left[\frac{\text{SNR}_n}{(2^{b_n} - 1)} \left[Q^{-1} \left(\frac{\text{TEB} \cdot b_n}{4} \right) \right]^2 \right] - \left[\frac{1}{3} \left[Q^{-1} \left(\frac{\text{TEB} \cdot b_n}{4} \right) \right]^2 \right] \right| \quad (23)$$

La minimisation de $f(\mathbf{b}_n)$ débouche sur une distribution quasi-optimale de bits \mathbf{b}_n utilisée dans la deuxième phase de la méthode MET proposée.

- ✓ La phase « Distribution de bits E-Tighted (ET) »: Cette deuxième étape de l'algorithme (MET) n'est rien d'autre que l'étape (ET) développée plus tôt (17), de l'approche Levin-Campello.

En utilisant ce nouvel algorithme (MET), il sera possible cette fois de maximiser le débit des réseaux d'accès optiques pour n'importe quelle performance de taux d'erreur binaire recherché et de contrainte d'énergie donnée.

Matériel Utilisé:-

La Figure 1(A) présente la liaison optique TDM-PON simulée. Le VOA (Variable Optical Attenuator) est un atténuateur optique sert à varier le budget optique (BO) par réduction de la puissance optique reçue, donc du nombre de clients PON.

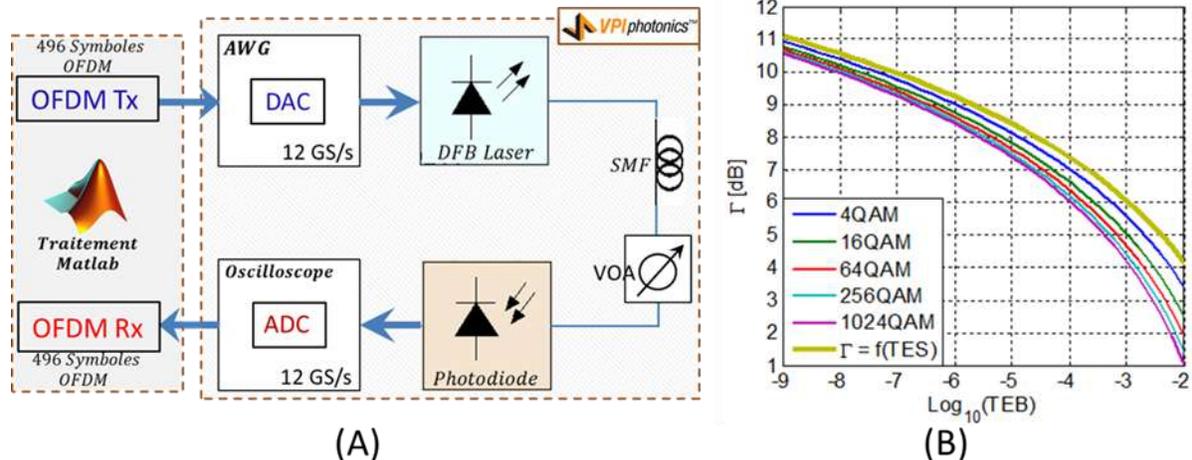


Fig 1:-(A) Architecture TDM-PON simulée, (B) Le gap Γ fonction du TEB pour différents formats de modulation avec la courbe théorique $\Gamma=f(\text{TES})$.

Le signal OFDM comprend 496 symboles générés avec MATLAB® puis module un laser DFB type LMA 1915 de bande passante 7.5 GHz à 1550 nm après conversion numérique/analogique (DAC) à 12 GS/s (signal OFDM de 6 GHz maximum). Le signal OFDM est obtenu à partir de 255 sous-porteuses utiles (taille IFFT/FFT de $N=512$, préfixe cyclique de $1/64$ avec Symétrie Hermitienne). La puissance optique émise par ce dernier est fixé à 9 dBm. La liaison optique est modélisée avec VPIphotonics™ [12] et composée du laser DFB, d'une fibre standard type SMF (Single Mode Fiber) et d'un récepteur optique avec les paramètres tels spécifiés dans [8]. Le récepteur est composé d'une photodiode (PIN avec transimpédance) de 8 GHz de bande passante. Les méthodes OFDM adaptatif (LC) et (MET) y sont implémentées et les performances obtenues, comparées pour deux TEB cibles différents. Les formats QAM utilisés sont fonction de la résolution du DAC (en termes de bit). Le TEB est estimé comme dans [7] après calcul de l'EVM (Errorvector magnitude) fonction du SNR.

La première étape de cette étude consiste à étudier la faisabilité de l'algorithme (MET) proposé. Ensuite, dans une deuxième phase, les performances obtenues avec celles de la méthode Levin-Campello sont comparées et analysées.

Résultats et Discussion:-

Dans un premier temps, nous allons valider l'approche (MET) proposée en réalisant une transmission test par estimation du canal optique étudié avec l'envoi de symboles pilotes 4QAM par sous-porteuse. Pour l'étude, le TEB cible est fixé à 10^{-3} avec une distance de transmission de 20 km et un BO de 21 dB correspondant à 64 utilisateurs en contexte PON.

Ainsi, la Figure 2(A) présente la réponse du canal optique simulée en modulant chacune des sous-porteuses par des symboles 4QAM de puissance unitaire. L'analyse de cette Figure 2(A) permet d'affirmer que lorsque le SNR décroît, l'allocation en termes de bits par sous-porteuse diminue en méthode (LC) qu'en méthode (MET) proposée. Pour garantir le TEB cible recherché au niveau des sous-porteuses de fréquences élevées de faibles SNR, on observe que les deux méthodes (LC) et (MET) allouent plus de puissance sur lesdites sous-porteuses. Par contre, on remarque au niveau des sous-porteuses à faibles SNR (cas des sous-porteuses n°243 à 255), une distribution de bits optimale avec l'approche (MET) comparée à la méthode (LC). Ceci pourrait s'expliquer par le fait que le gain en puissance déduit aux forts SNR avec la méthode (MET) a été redistribué sur les sous-porteuses de faibles SNR comme à la Figure 2(D), en échange d'une allocation de bits supplémentaire (Cf. Figure 2(C)). De plus, avec les deux (02) méthodes d'optimisation, il est aisé de remarquer à la Figure 2(E), que le TEB moyen se situe bien autour de la valeur cible attendue. Par conséquent, nous démontrons que la méthode (MET) proposée convient pour l'augmentation du débit dans les réseaux d'accès optique tout comme la méthode Levin-Campello (LC).

La deuxième phase de cette étude, permet de comparer les deux (02) approches (LC) et (MET) par variation de la distance de transmission à différentes valeurs de TEB seuil. C'est ce que nous observons à la Figure 3(A) qui présente pour un BO égal à 21 dB, les résultats obtenus à TEB cible variable pour le débit fonction de la distance de

transmission. La Figure 3(B) considère l'approche (MET) et présente l'effet constaté sur le débit en variant la résolution en termes de bits des DAC/ADC et ceci, pour un TEB cible fixe égal à $2,23 \times 10^{-4}$.

L'analyse des résultats de la Figure 3(A) montre pour chacune des valeurs du TEB (10^{-3} et 10^{-4}) simulées, que les débits obtenus avec la méthode (MET) sont quasi-identiques à ceux permis par la méthode (LC). Ces valeurs de TEB simulées correspondent respectivement à $\Gamma_n = 3,18$ et $4,61$ pour l'optimisation par l'approche (LC), (Cf. Tableau 1). De plus, on observe que le débit réalisé décroît en fonction de la distance de transmission : ce qui se justifie par la dégradation due à la fois par l'effet combiné du chirp du laser avec la dispersion chromatique dans la fibre optique [8].

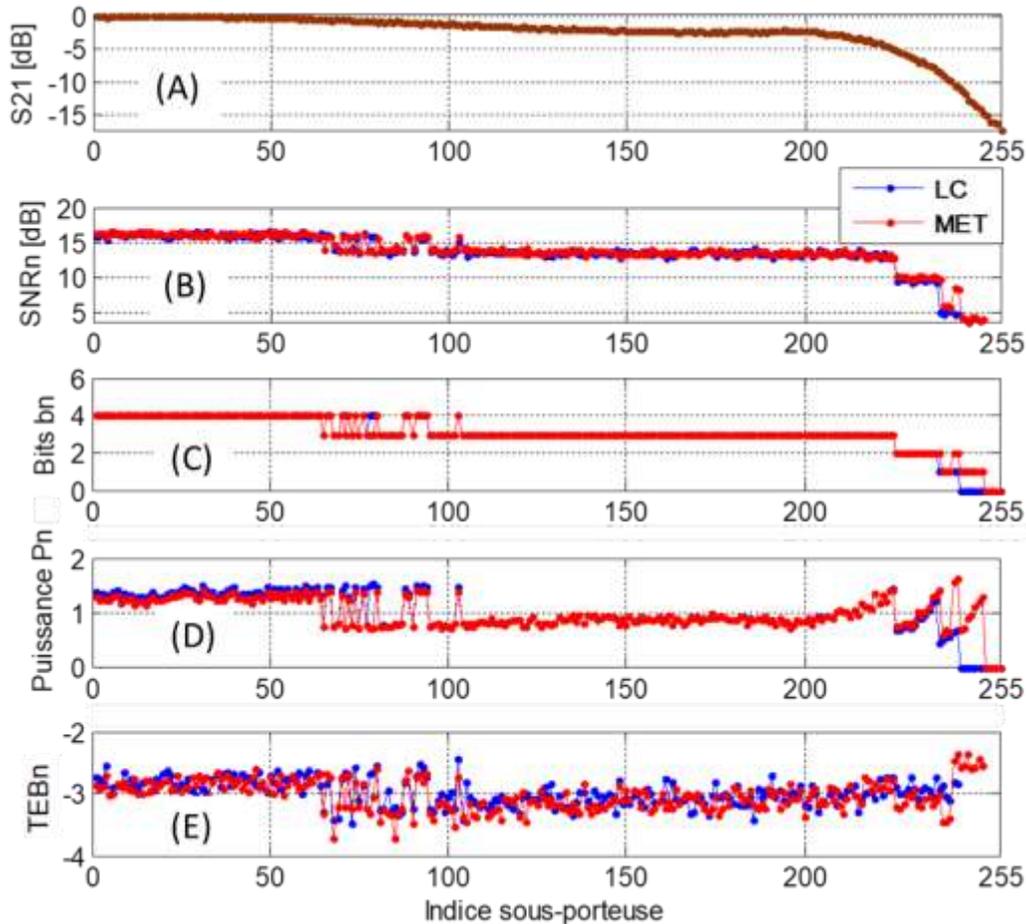


Fig 2:-Etude comparative des performances obtenues avec les méthodes (LC) et (MET) pour 20 km de fibre, BO = 21 dB et TEB cible = 10^{-3} : (A) Allure du canal de transmission en termes de SNR par sous-porteuse, (B) Répartition du SNR en fonction des sous-porteuses, (C) Allocation en termes de bits, (D) Allocation en termes de puissance par sous-porteuse, (E) Allure du Taux d'Erreur Binaire par sous-porteuse.

On remarque également qu'à 60 km de distance avec BO = 21 dB, il est possible d'atteindre un débit de 14 Gb/s avec les deux méthodes (LC) et (MET) à TEB cible = 10^{-3} .

Par ailleurs, dès que le TEB cible varie de 10^{-3} à 10^{-4} (amélioration), on constate une diminution des débits réalisés avec la distance de transmission. Ceci s'explique grâce à l'équation (1) qui permet de constater que lorsque le TEB diminue, le gap Γ augmente (Cf. Figure 1(B)). Or à distance fixe, le SNR est constant ; et si le gap Γ augmente, alors le nombre de bits $= \log_2 \left(1 + \frac{\text{SNR}}{\Gamma} \right)$ diminue.

La même allure décroissante du débit est constatée avec la méthode (MET) fonction de la distance, en considérant d'autres valeurs du TEB cible non répertoriées dans le Tableau 1 (par exemple : TEB = $2,23 \times 10^{-4}$ et $1,8 \times 10^{-5}$). On

montre par exemple, qu'avec les paramètres simulés, une liaison TDM-PON de 12 Gb/s est réalisable avec l'approche (MET) pour un partage de 64 clients et 60 km de fibre à TEB cible de $2,23 \times 10^{-4}$.

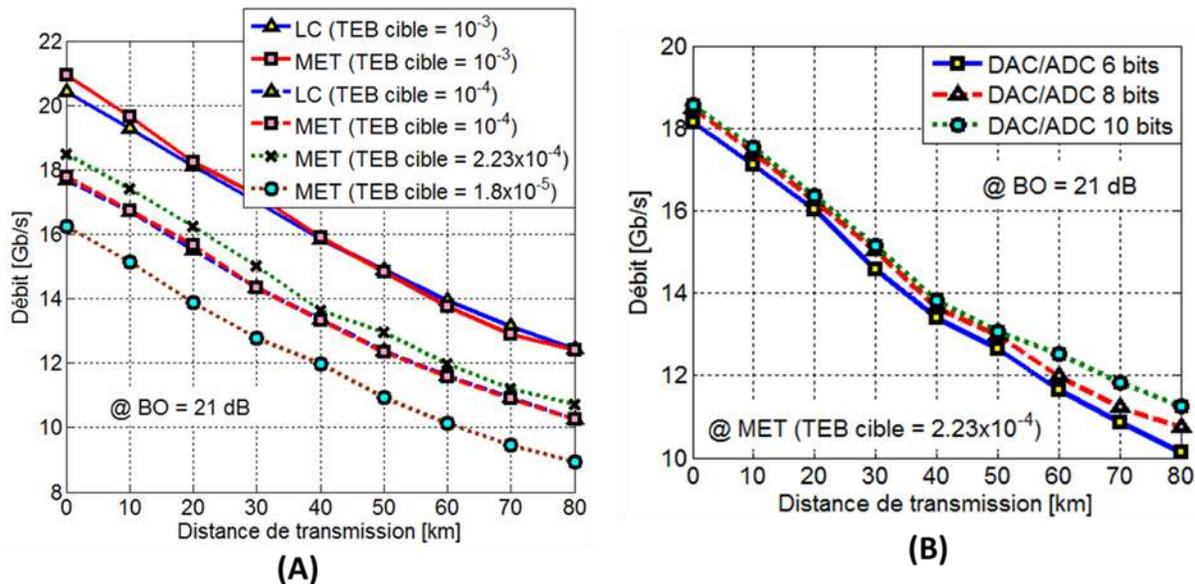


Fig 3:-Débit réalisé en fonction de la distance de transmission en méthodes (LC) et (MET) pour : (A) différentes valeurs de TEB cible, (B) différentes résolutions du DAC/ADC pour un TEB cible = $2,23 \times 10^{-4}$.

En outre, la Figure 3(B) montre que l'augmentation de la résolution du DAC/ADC par pas de 2 bits, améliore le débit réalisé, et ce, jusqu'à 1Gb/s environ lorsqu'on considère des distances supérieures à 60 km. En réalité, si la résolution du DAC/ADC augmente, alors il est alors possible d'allouer plus de bits aux sous-porteuses de forts SNR, d'autant plus que le nombre maximal de bits qu'on peut allouer dépend de la résolution des DAC/ADC utilisés.

Pour finir, cette étude démontre la possibilité de monter en débit dans les liaisons de réseaux d'accès optiques par implémentation d'une nouvelle approche, dénommée (MET) et ce, pour n'importe quelle valeur cible de TEB.

Conclusion:-

Une nouvelle méthode d'optimisation (MET) pour la montée en débit dans les liaisons de réseaux d'accès optiques a été proposée dans cette étude. Après avoir investigué les performances obtenues avec la méthode de Levin-Campello (LC), nous les avons comparé avec l'approche (MET) proposée et montré d'une part, que les deux méthodes permettent de réaliser des débits quasiment-identiques et d'autre part, que la méthode (MET) proposée permet d'optimiser le débit pour n'importe quel TEB cible. Ceci ouvre la voie à des perspectives d'études concrètes en termes de calcul de complexité et de consommation d'énergie quand on considère l'implémentation dans des DSP ou FPGA. De plus, l'étude a montré que l'utilisation de convertisseurs DAC/ADC à haute résolution permet d'augmenter légèrement le débit avec l'utilisation de l'algorithme (MET).

Références:-

- [1] A. Hamza, et al., "Futuristic Fiber: Bringing the Future Home with FTTH," 2023 25th International Multitopic Conference (INMIC), Lahore, Pakistan, 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/INMIC60434.2023.10466188.
- [2] M. T. Salman, et al., "Machine learning approach to predict the DC bias for adaptive OFDM transmission in indoor Li-Fi applications," in IEEE Access, 2025, pp. 1-1, doi: 10.1109/ACCESS.2025.3527205.
- [3] Qingbin Peng, et al., "Index modulation-aided ACO-OFDM differential chaos shift keying system for optical wireless communications," Appl. Opt. 64, 330-339 (2025).
- [4] S. D. Dissanayake, et al., "A novel technique to simultaneously transmit ACO-OFDM and DCO-OFDM in IM/DD systems," 2011 IEEE GLOBECOM Workshops (GC Wkshps), Houston, TX, USA, 2011, pp. 782-786, doi: 10.1109/GLOCOMW.2011.6162561.

- [5] B. Ranjha and M. Kavehrad, "Hybrid asymmetrically clipped OFDM-based IM/DD optical wireless system," in *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 6, no. 4, pp. 387-396, April 2014, doi: 10.1364/JOCN.6.000387.
- [6] R. Bai, et al., "Low-Complexity Layered ACO-OFDM for Power-Efficient Visible Light Communications," in *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, vol. 6, no. 3, pp. 1780-1792, Sept. 2022, doi: 10.1109/TGCN.2022.3147970.
- [7] S. M. Fréjus Owolabi, et al., "Performance Analysis of Improved Noise Cancellation Discrete Hartley Transform ACO-OFDM in a AWGN channel," 2024 International Conference on Cyber-Enabled Distributed Computing and Knowledge Discovery (CyberC), Guangzhou, China, 2024, pp. 121-126, doi: 10.1109/CyberC62439.2024.00030.
- [8] M. F. Sanya, et al., "DC-biased optical OFDM for IM/DD passive optical network systems," in *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 7, no. 4, pp. 205-214, April 2015, doi: 10.1364/JOCN.7.000205.
- [9] B. Charbonnier, et al., "Capacity optimization for optical links using DMT modulation, an application to POF", ECOC, 2008.
- [10] J. M. Cioffi. "EE379A: Digital Communications - Signal Processing and EE379C: Advanced Digital Communications", Stanford University Class Reader, <http://web.stanford.edu/group/cioffi/ee379a/>, Dernière consultation, Juin 2015.
- [11] L. Peng, et al., "On Bit-Loading for Discrete Multi-Tone Transmission Over Short Range POF Systems," *Journal of Lightwave Technology*, 31(24), 2013.
- [12] <http://www.vpiphotonics.com/index.php>, Dernière consultation, Janvier 2025.
- [13] D. Auroux, "Lecture 13: Lagrange Multipliers", MIT OPEN COURSEWARE, <http://ocw.mit.edu/courses/mathematics/18-02-multivariable-calculus-fall-007/video-lectures/lecture-13-lagrange-multipliers/>, Dernière consultation, Juin 2015.
- [14] W. Liu, et al., "A low complexity detection for the binary MIMO system using Lagrange multipliers", *International Joint Conference on Awareness Science and Technology and Ubi-Media Computing (iCAST-UMEDIA)*, vol., no., pp.486-491, Nov. 2013.
- [15] T. Starr, "Understanding Digital Subscriber Line Technology", Prentice Hall, ed.1, 1998, pp.480, ISBN: 978-0137805457.