

Télesurveillance par réseaux de capteurs corporels en optique sans fil

LUDOVIC CHEVALIER¹, STEPHANIE SAHUGUEDE¹, ANNE JULIEN-VERGONJANNE¹

¹ Université de Limoges, XLIM C²S² UMR CNRS-7252/ Labex Sigma-Lim
123 avenue Albert Thomas, 87060 Limoges, France

¹ludovic.chevalier@ensil.unilim.fr, sahuguede@ensil.unilim.fr, anne@ensil.unilim.fr

Résumé – Dans le contexte de la télesurveillance médicale, nous étudions la faisabilité de réseaux de capteurs corporels utilisant la technologie optique sans fil, afin d'éviter les interférences électromagnétiques. La gestion des nœuds d'un réseau est réalisée via la technique d'accès multiple par répartition en code optique, dont les performances sont discutées en termes de débit et de taux d'erreur binaire.

Abstract – In the context of health monitoring, we investigate the potentiality of optical wireless body area networks in order to avoid electromagnetic interferences. The node differentiation is done using optical code division multiple access, and the performances are discussed in terms of data rate and bit error rate.

1 Introduction

Les progrès dans le domaine des circuits intégrés et en télécommunications permettent aujourd'hui d'envisager des systèmes de télesurveillance médicale composés de capteurs communicants répartis sur le corps d'un patient. C'est le concept de réseaux de capteurs corporels sans fils [1,2]. De tels systèmes ont le potentiel pour révolutionner l'efficacité de la surveillance et la prise en charge de la santé du patient à distance.

Le premier standard pour ces réseaux corporels publié en 2012 est basé sur la technologie Radiofréquence (RF) [3]. Cependant, l'utilisation de transmissions RF peut poser des problèmes. En effet, il a été récemment montré que les interférences électromagnétiques liées aux systèmes RF pouvaient induire des dysfonctionnements sur certains équipements médicaux [4]. De plus, les effets d'une exposition à long terme aux RF suscitent toujours de la méfiance.

Dans ce contexte, les communications optiques sans fil représentent une alternative car on peut ainsi réduire l'impact RF dans l'environnement d'un patient et/ou du personnel médical. De plus, cette technologie possède d'autres avantages, tels qu'un faible coût, pas de licence d'exploitation, une facilité de déploiement, et surtout une confidentialité inhérente, liée au blocage de la transmission des rayons optiques à travers les murs [5,6]. Les transmissions optiques sans fils sont d'autre part insensibles aux évanouissements dus aux trajets multiples et ne sont limitées que par la distorsion multi-trajets dans le cas des haut-débits [5].

Or, les applications de télesurveillance médicale ont généralement des débits inférieurs à une dizaine de Mbits/s [7]. C'est pourquoi, la technologie optique sans fils est une solution intéressante à explorer pour les applications médicales des réseaux corporels sans fils notamment en milieu confiné [8].

Dans cet article, nous étudions les potentialités de l'optique sans fils pour la communication entre les nœuds et le coordinateur positionnés sur le corps d'un

patient pour une application de télesurveillance médicale. Pour établir une communication en optique sans fils la méthode la plus efficace est de réaliser une transmission en lien direct (LOS « Line of Sight ») [6]. Cependant, pour des communications entre nœuds portés, cette méthode paraît difficile voire impossible, étant donné la morphologie humaine et les mouvements du corps. En effet, il faudrait des systèmes complexes pour maintenir l'alignement nécessaire pour un trajet LOS entre émetteur et récepteur afin d'éviter la rupture totale du lien. Ainsi, nous considérons une propagation de type Non-LOS (NLOS), qui exploite les réflexions des rayons optiques dans l'environnement [5]. La gestion des différents nœuds de communication du réseau est réalisée en utilisant la technique d'Accès Multiple par Répartition en Code Optique (OCDMA « Optical Code Division Multiple Access ») du fait de sa flexibilité et de sa facilité de mise en œuvre [5].

2 Description du système

Le scénario envisagé est celui d'un patient équipé de trois capteurs positionnés respectivement sur l'épaule, le poignet et la cheville (figure 1). Chaque capteur est associé à un émetteur optique sans fil qui transmet les données au coordinateur positionné à la ceinture. Considérant une application de télesurveillance médicale, on suppose que le débit maximum à transmettre est 30 kbits/s et que la contrainte de qualité de service requiert une très grande fiabilité en terme de taux d'erreur ($TEB < 10^{-10}$) [3]. Chaque émetteur est considéré comme une source optique dont la directivité est caractérisée par un angle à mi-puissance très large (60°) ce qui revient à considérer des sources Lambertiennes idéales. Ces sources étant orientées vers l'extérieur du corps, les rayons optiques émis sont réfléchis par les surfaces de l'environnement et collectés par le récepteur optique couplé au coordinateur lorsqu'ils appartiennent à son champ de vision caractérisé par l'angle appelé FOV (« Field Of View »). Le récepteur optique est composé d'un photo-détecteur

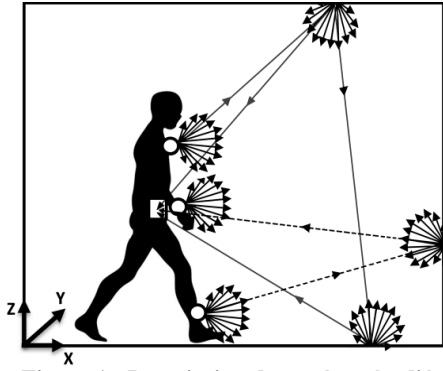


Figure 1 : Description du système étudié

avec un large FOV (70°). L'environnement choisi pour cette étude est une chambre d'hôpital typique de taille $3\text{m} \times 4\text{m} \times 2.5\text{m}$. Afin de simplifier l'étude, aucun obstacle tel que des lits ou des équipements médicaux n'est présent dans la pièce. Néanmoins, le corps du patient est modélisé par une surface bloquante pour les rayons optiques. Cela implique que les réflexions ne peuvent avoir lieu que sur les murs, le sol et le plafond, caractérisés par un coefficient de réflexion ρ supposé identique.

La mobilité du patient est prise en compte en considérant une distribution uniforme de ses positions dans la chambre (pire cas [8]). De plus, la mobilité et les mouvements du corps peuvent également provoquer des variations aléatoires de la direction d'émission des émetteurs. Ce phénomène est pris en compte en considérant une distribution uniforme en deux dimensions de leur direction, suivant les angles d'azimut et d'élévation avec pour variation $\pm 90^\circ$. Enfin en première approche, la direction du récepteur optique est supposée être fixe, et orientée de façon à être perpendiculaire au corps du patient.

3 Modèle du canal de transmission

On utilise la technique dite de Modulation d'Intensité et Détection Directe (IM/DD). Le signal reçu $y(t)$ dépend donc de la puissance optique incidente et de la sensibilité R du photo-détecteur et s'écrit [5] :

$$y(t) = R \cdot x(t) \otimes h(t) + n(t) \quad (1)$$

Avec $x(t)$ le signal transmis, $h(t)$ la réponse impulsionnelle du canal optique, et $n(t)$ un bruit additif blanc gaussien.

Pour obtenir $h(t)$ une méthode de lancer de rayon est utilisée afin de modéliser l'environnement en prenant en compte les propriétés des surfaces de réflexion et la présence du corps. La longueur d'onde considérée (850nm) implique une valeur de ρ fixée à 0.8 , correspondant aux propriétés du plâtre dans la gamme infrarouge. La méthode de lancer de rayons est appliquée pour un nombre de réflexions par rayon optique limité à trois [6]. Nous avons déterminé pour le scénario étudié les réponses impulsionnelles des liens entre le récepteur et chacun des nœuds (épaule, poignet, et cheville), pour toutes les positions du corps dans la pièce, ainsi que pour chaque direction d'émission des nœuds. On a ainsi vérifié que la longueur maximale de la réponse impulsionnelle est inférieure à 60ns . Vu le débit considéré on peut donc négliger l'Interférence Entre

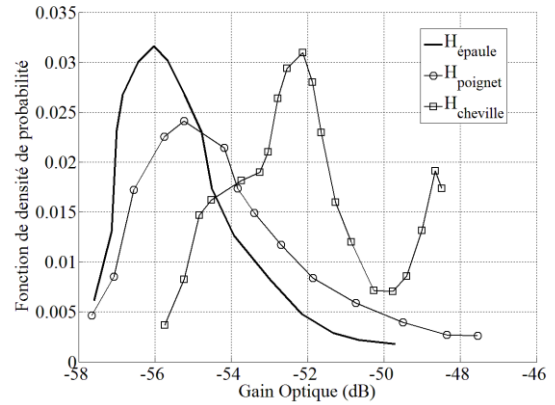


Figure 2 : Distribution des gains optiques des nœuds. Symboles (IES) et caractériser $h(t)$ uniquement par son gain statique H_0 . La distribution du gain de chaque lien est présentée sur la figure 2.

On peut observer que les distributions correspondant aux nœuds de l'épaule et du poignet, dont les positions sont proches sur le corps, sont similaires. A l'opposé, pour le nœud à la cheville, la distribution du gain a une valeur moyenne plus élevée ainsi qu'une allure différente. En effet, le nœud à la cheville étant proche du sol, il existe un grand nombre de réflexions contributives. De plus, on peut remarquer que la valeur moyenne de gain la plus faible est celle du nœud de l'épaule. Cela est dû à l'effet bloquant du corps, qui handicape plus la source sur l'épaule.

4 Probabilité d'erreur théorique

Chaque nœud est supposé transmettre des données binaires indépendantes et équiprobables, via une modulation On/Off Keying (OOK). Pour identifier chaque élément du réseau, on utilise la technique OCDMA qui consiste à affecter un code unique à chaque nœud, de telle sorte que le temps bit T_b soit divisé en F intervalles de longueurs T_c appelé temps « chips » dont W contiennent une impulsion. Nous considérons deux types de codes: les codes dits OOC (« Optical Orthogonal Codes »), de poids W et de longueur F [5], et les codes premiers ou « Prime Code » (PC) caractérisés par un nombre premier p , avec $W=p$ et $F=p^2$ [9]. Comme les codes sont unipolaires ils sont quasi-orthogonaux, et les effets d'Interférence par Accès Multiple (IAM) ne peuvent être négligés. Un des moyens les plus simples de traiter ce problème, est d'utiliser un limiteur en réception avant l'étape de corrélation [5] (figure 3). Nous considérons dans la suite une synchronisation idéale au rythme T_c , ce qui correspond au pire cas vis-à-vis de l'IAM. A l'émission, chaque bit de donnée b_i est multiplié par le code binaire correspondant c_i avant d'être envoyé à travers le canal. A la réception, le signal électrique y_j sur chaque T_c , peut-être exprimé comme:

$$y_j = R \cdot \sum_{i=0}^{N-1} b_i c_{i,j} H_i P_{ti} + n_j = d_j + A_j + n_j \quad (2)$$

avec $c_{i,j}$ la valeur du code c_i dans le $j^{\text{ème}}$ chip (0 ou 1), b_i le bit émis par le nœud i , P_{ti} la puissance émise par le nœud i dans le temps chip, N le nombre de nœuds, et n_j

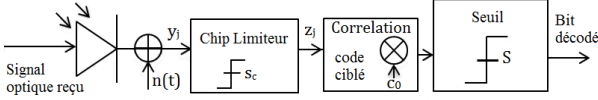


Figure 3 : Schéma du récepteur

le bruit sur le $j^{\text{ième}}$ temps chip. d_j représente la contribution du nœud visé, et A_j représente la contribution de l'IAM dans le $j^{\text{ième}}$ temps chip. La sensibilité R est fixée à 1 dans ce qui suit. Le premier étage de réception est un limiteur prenant une décision sur chaque T_c , basé sur un seuil s_c . Donc, le signal z_j en sortie du limiteur est nul si $y_j < s_c$ et vaut 1 sinon. Puis, le signal binaire est corrélé avec le code du nœud désiré avant d'être intégré sur T_b . Finalement, le système de décision à seuil S fournit la valeur décodée. Si on note Z la variable décisionnelle, la probabilité d'erreur par bit P_e , en considérant le nœud 0 comme étant celui visé, peut s'exprimer :

$$P_e = \frac{1}{2}P_{e_0} + \frac{1}{2}P_{e_1} = \frac{1}{2} \sum_{i=|S|}^W p(Z = i | b_0 = 0) + \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{|S|} p(Z = i | b_0 = 1) \quad (3)$$

Les deux sommes dans (3) notées P_{e_0} et P_{e_1} peuvent être calculées en considérant tous les motifs d'interférence possibles $\vec{\alpha} = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_W)$ avec α_j le nombre d'interférents sur le $j^{\text{ième}}$ temps chip. Pour L nombre total d'interférences dans les W temps chip, on peut écrire $L = \sum_{j=1}^W \alpha_j$.

Dans le cas des OOC, L est directement relié au nombre de nœuds interférents, et varie de 0 à $(N-1)$. Pour le cas des PC, on a $L=l_1+2l_2$ variant entre 0 et $2(N-1)$, avec l_1 et l_2 respectivement le nombre de nœuds ayant 1 et 2 temps chip interférent. On a donc respectivement pour les codes OOC et PC :

$$P_{e_1/OOC} = \sum_{i=0}^{|S|} \sum_{L=0}^{N-1} \sum_{\text{tous les } \vec{\alpha}_L} p(Z = i | b_0 = 1) \cdot p(L, \vec{\alpha}) \quad (4)$$

$$P_{e_1/PC} = \sum_{i=0}^{|S|} \sum_{l_1=0}^{N-1} \sum_{l_2=0}^{N-1-l_1} \sum_{\text{tous les } \vec{\alpha}_L} p(Z = i | b_0 = 1) \cdot p(l_1, l_2, \vec{\alpha}) \quad (5)$$

$p(L, \vec{\alpha})$ et $p(l_1, l_2, \vec{\alpha})$ sont obtenus à partir de :

$$p(L, \vec{\alpha}) = P_{R/OOC}(L) \cdot (P_{\vec{\alpha}/OOC}) \quad (6)$$

$$p(l_1, l_2, \vec{\alpha}) = P_{R/PC}(l_1 + l_2) \cdot (P_{\vec{\alpha}/PC})$$

$P_{R/OOC}(L)$ respectivement $P_{R/PC}(l_1 + l_2)$ est la probabilité d'avoir L nœuds interférents, respectivement (l_1+l_2) nœuds interférent, et $P_{\vec{\alpha}}$ la probabilité d'avoir le motif d'interférence $\vec{\alpha}$. On peut montrer que $P_{R/OOC}(L)$ et $P_{R/PC}(l_1 + l_2)$ s'écrivent [5,9]:

$$P_{R/OOC}(L) = \binom{N-1}{L} \cdot q^L \cdot (1-q)^{N-1-L} \quad (7)$$

$$P_{R/PC}(l_1 + l_2) = \frac{(N-1)!}{l_1! l_2! (N-1-l_1-l_2)!} \times q_1^{l_1} q_2^{l_2} (1 - q_1 - q_2)^{N-1-l_1-l_2}$$

avec $= \frac{W^2}{2F}$, $q_1 = \frac{2p^2+p+2}{6p^2}$, et $q_2 = \frac{(p+1)(p-2)}{12p^2}$ [9]. Dans le cas des OOC, $P_{\vec{\alpha}}$ s'obtient par [5] :

$$P_{\vec{\alpha}/OOC} = \frac{L!}{W^L \prod_{j=1}^W (\alpha_j)!} \quad (8)$$

Dans les cas des PC où l'inter-corrélation est supérieure à un, il est difficile d'obtenir une expression générale pour $P_{\vec{\alpha}/PC}$. Ici, le nombre de nœuds étant limité à trois, ce terme est déterminé en effectuant la recherche de toutes les combinaisons possibles pour un motif donné.

Les termes $p(Z = i | b_0 = 1)_{\vec{\alpha}_L}$ sont obtenus en considérant la probabilité d'avoir exactement i valeurs parmi les W chips qui, avant le seuil de décision, sont plus grands que s_c , et d'avoir les $(W-i)$ autres inférieurs à s_c , pour le motif d'interférence $\vec{\alpha}$. Donc, pour $b_0=1$, l'amplitude des W chips ciblés peut s'écrire :

$$y_j | b_0 = 1_{\vec{\alpha}_L} = H_0 P_{t0} + \sum_{m=1}^{\alpha_j} H_m P_{tm} + n_j \quad (9)$$

avec H_m les valeurs du gain optique des nœuds interférents, et H_0 celui du nœud ciblé. On a alors :

$$p(Z = i | b_0 = 1)_{\vec{\alpha}_L} = \sum_{\text{tous les cas}} \prod_{u=1}^i p(y_{(u)} | b_0 = 1 \geq s_c) \prod_{u=i+1}^W p(y_{(u)} | b_0 = 1 < s_c) \quad (10)$$

en utilisant u comme indice de numération pour compter i éléments parmi W . En considérant que n_j est un bruit gaussien de variance σ^2 , on peut donc écrire :

$$p(y_{(u)} | b_0 = 1 \geq s_c) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{s_c - (A_{(u)} + H_0 P_{t0})}{\sigma \sqrt{2}} \right) \quad (11)$$

$$p(y_{(u)} | b_0 = 1 < s_c) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A_{(u)} + H_0 P_{t0} - s_c}{\sigma \sqrt{2}} \right) \quad (12)$$

Donc, en reprenant les formules de (4) à (12), le terme P_{e_1} est entièrement défini, dans le cas des OOC ou des PC. Le même raisonnement peut être fait pour P_{e_0} en retirant le terme $H_0 P_{t0}$ des équations. Cela permet de déterminer la probabilité d'erreur théorique P_e , pour une configuration donnée du réseau. Il est donc possible de calculer P_e pour le scénario étudié en considérant toutes les configurations possibles vis-à-vis de l'orientation des nœuds et de la mobilité du patient. Grâce à ces calculs, nous pouvons obtenir la distribution de P_e . Afin de simplifier l'étude, tous les nœuds émetteurs sont supposés avoir la même puissance de transmission par temps chip P_t . De plus, on considère $S=W$ dans la suite, puisque cela correspond à la valeur optimale du seuil, Z étant un entier.

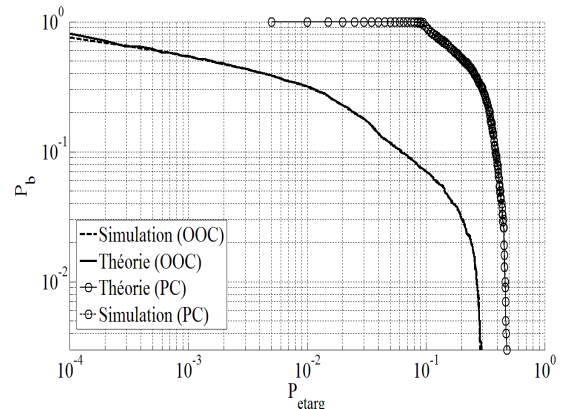


Figure 4 : Validation du calcul théorique par simulation

5 Analyse des performances

5.1 Validation

Les performances pour $N=3$ sont exprimées en termes de probabilité de blocage P_b , i.e. la probabilité d'avoir P_e plus grand qu'une valeur ciblée P_{etarg} . Pour valider la probabilité théorique P_e par simulation on considère une valeur non-optimale du seuil $s_c = H_{mean} \cdot P_t / 2$, afin d'obtenir des temps de calcul modérés. H_{mean} est le gain optique moyen du lien entre le nœud ciblé (épaule) et le récepteur. On considère un OOC avec $F=43$, $W=3$, et un PC avec $p=7$. En utilisant une puissance de transmission $P_t=5\text{mW}$ pour un débit de 30 kbit/s, ainsi qu'une densité spectrale de puissance de bruit classique $N_0=6.4 \cdot 10^{-23}$ W/Hz, les variations de P_b en fonction de P_{etarg} sont obtenues par simulation puis par calcul théorique, et tracées sur la figure 4. Les résultats montrent que dans chaque cas, les courbes obtenues par simulation, et par calcul théorique sont similaires, ce qui permet de valider le calcul analytique de P_e . De plus, comme attendu, on peut vérifier que P_b augmente avec la diminution de P_{etarg} . Dans la suite, les résultats sont présentés pour des valeurs optimales de s_c , déterminées pour chaque calcul.

5.2 Résultats

Pour analyser les performances, on considère une probabilité de blocage maximale $P_{bmax} = 10^{-3}$. On cherche à déterminer la puissance de transmission par temps chip P_t nécessaire pour assurer le débit requis de 30 kbit/s et $P_e < 10^{-10}$, ce qui correspond à une application médicale. Les codes OOC les plus courts permettant d'avoir 3 utilisateurs, sont : ($W=2, F=7$) et ($W=3, F=19$). La probabilité d'erreur P_e en fonction de P_t est présentée sur la figure 5. On constate que pour le code OOC (2,7) l'IAM limite fortement les performances. En revanche, le code suivant (3,19), permet de satisfaire les contraintes, pour $P_t=4.5\text{mW}$ pour le nœud de la cheville, et pour $P_t=7.2\text{mW}$ pour les nœuds du poignet et de l'épaule.

On considère maintenant le cas des PC. De la même façon que pour les OCC, on utilise le code le plus court possible pour 3 utilisateurs, à savoir $p=3$, ainsi que code immédiatement supérieur, $p=5$. Les mêmes calculs sont réalisés et présentés sur la figure 5. On constate à nouveau un phénomène de palier pour $p=3$, dû à l'IAM. De même que pour les OOC, le code immédiatement supérieur, à savoir $p=5$, permet de limiter cet effet, et d'obtenir des probabilités d'erreur satisfaisantes. La puissance de transmission par temps chip nécessaire est alors de 5.2mW pour la cheville, et de 7.8mW pour l'épaule et le poignet.

Ces résultats montrent que pour le scénario à trois nœuds, les codes OOC sont légèrement plus adaptés, car ils nécessitent moins de puissance de transmission. En revanche, leur utilisation est limitée si plus de nœuds sont requis. En effet, le code OOC (3,19) ne permet d'utiliser que trois nœuds alors que le PC(5,25) peut potentiellement être utilisé pour cinq nœuds.

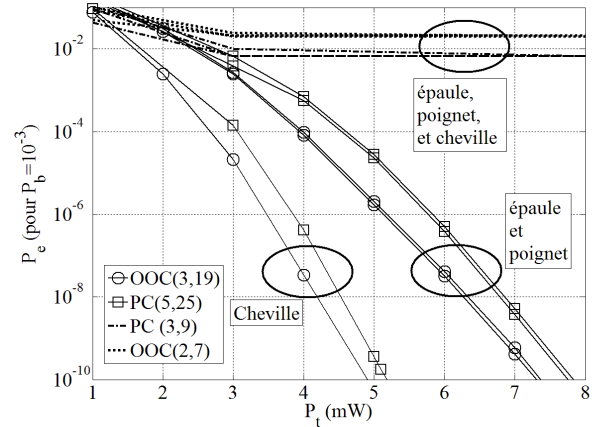


Figure 5 : P_e en fonction de P_t pour chaque code et nœud

6 Conclusion

Nous avons étudié la technologie optique sans fil pour un réseau de capteurs corporels dans le cadre d'applications de télésurveillance médicale. La technique de l'OCDMA a été utilisée pour différencier les capteurs, en considérant deux types de codes, à savoir les PC et les OOC. Les performances théoriques obtenues considérant un réseau mobile comportant trois nœuds de communication associés à un coordinateur, montrent que les besoins en termes de débit et de taux d'erreur sont assurés, avec des résultats sensiblement meilleurs pour les OOC. Cela illustre le potentiel de l'optique sans fil en tant qu'alternative aux systèmes RF, lorsque ces derniers présentent des risques en termes de perturbations électromagnétiques.

7 Références

- [1] A. Milenkovic, et al., "Wireless Sensor Networks for Personal Health Monitoring: Issues and an Implementation", *Computer Communications*, Vol. 29, No. 13-14, 2006, pp. 2521-2533. doi:10.1016/j.comcom.2006.02.011.
- [2] S. Movassaghi, M. Abolhasan, J. Lipman, D. Smith, A. Jamalipour, "Wireless Body Area Networks: A Survey", *Communications Surveys & Tutorials*, IEEE, vol. PP, no.99, pp. 1-29, 2014, doi :10.1109/SURV.2013.121313.00064.
- [3] IEEE 802.15.6 standard for Local and metropolitan area networks — Part 15.6: Wireless Body Area Networks, 2012.
- [4] Periyasam, M.; Dhanasekaran, R., "Electromagnetic interference on critical medical equipments by RF devices," *Communications and Signal Processing (ICCSP)*, 2013 International Conference on , vol., no., pp.78,82, 3-5 April 2013.
- [5] Shlomi Arnon, John Barry, George Karagiannidis, Robert Schober, and Murat Uysal (Eds), *Advanced Optical Wireless Communication Systems*, (Cambridge University Press). 2012.
- [6] Z. Ghassemloy, W. Popoola, S. Rajbhandari, *Optical wireless communications, system and channel modeling with MATLAB®*, ISBN 978-1-4398-5188-3, pp 11-18, 2013.
- [7] M. Paksuniemi, H. Sorvoja, E. Alasaarela, and R. Myllyla, "Wireless sensor and data transmission needs and technologies for patient monitoring in the operating room and intensive care unit," *27th Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society*, 2005, pp. 5182-5185.
- [8] S.S. Torkestani, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, J.P. Cances, "Indoor optical wireless system dedicated to healthcare application in a hospital", *Communications, IET*, vol.6, no.5, pp.541,547, March 27, 2012, doi: 10.1049/iet-com.2010.1116.
- [9] S.M. Zabihi-Maddah, and M. Molavi Kakhki, "Code Cross-Correlation Effects on the Performance of Optical CDMA Systems in the Presence of Receiver Noises", *18th International Conference on Telecommunications*, 8-11 May 2011, doi: 10.1109/CTS.2011.6024144.