



HAL
open science

Cellules photovoltaïques pour la récupération d'énergie et la communication de données

Nominoë Lorrière

► **To cite this version:**

Nominoë Lorrière. Cellules photovoltaïques pour la récupération d'énergie et la communication de données. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Aix-Marseille Université (AMU); IM2NP - Aix Marseille Université, 2019. Français. NNT: . tel-02454282

HAL Id: tel-02454282

<https://hal.science/tel-02454282>

Submitted on 24 Jan 2020

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

AIX-MARSEILLE UNIVERSITÉ
École Doctorale n° 353 - Sciences pour l'Ingénieur : Mécanique, Physique,
Micro et Nanoélectronique
Institut Matériaux Microélectronique Nanosciences de Provence

THÈSE

pour obtenir le grade de docteur

Disciplines : Physique, Optique, Microélectronique, Traitement du signal

soutenue le

12 Décembre 2019

par

Nominoë Lorrière

Cellules photovoltaïques pour la récupération d'énergie et la communication de données

Directeur de thèse : **Pr. Marcel Pasquinelli**
Co-Encadrant de thèse : **Pr. Jean-Jacques Simon**

Jury

Pr. Anne Julien-Vergonjanne	Université de Limoges	Rapporteuse
Dr. Johann Bouclé	Université de Limoges	Rapporteur
Dr. Alexis Duque	Rtone	Examinateur
Pr. Caroline Fossati	École Centrale de Marseille	Examinatrice
Dr. Gilles Chabriel	Université de Toulon	Examinateur
Dr. Jean Barrère	Université de Toulon	Examinateur
Pr. Jean-Jacques Simon	Université Aix-Marseille	Co-Encadrant de thèse
Pr. Marcel Pasquinelli	Université Aix-Marseille	Directeur de thèse
Ing. Daniel Baussou	Lucibel	Invité

La pitié est un sentiment naturel, qui, modérant dans chaque individu l'activité de l'amour de soi-même, concourt à la conservation mutuelle de toute l'espèce. C'est elle qui nous porte sans réflexion au secours de ceux que nous voyons souffrir ; c'est elle qui, dans l'état de nature, tient lieu de lois, de mœurs et de vertu, avec cet avantage que nul n'est tenté de désobéir à sa douce voix ; c'est elle qui détournera tout sauvage robuste d'enlever à un faible enfant ou à un vieillard infirme sa subsistance acquise avec peine, si lui-même espère pouvoir trouver la sienne ailleurs ; c'est elle qui, au lieu de cette maxime sublime de justice raisonnée, Fais à autrui comme tu veux qu'on te fasse, inspire à tous les hommes cette autre maxime de bonté naturelle, bien moins parfaite, mais plus utile peut-être que la précédente, Fais ton bien avec le moindre mal d'autrui qu'il est possible. C'est, en un mot, dans ce sentiment naturel, plutôt que dans des arguments subtils, qu'il faut chercher la cause de la répugnance que tout homme éprouverait à mal faire, même indépendamment des maximes de l'éducation.

Jean-Jacques Rousseau, *Discours sur l'origine et les fondements de l'inégalité parmi les hommes*,
1755.

Remerciements

Fin 2016, alors que je finissais ma formation à l'école Grenoble INP - PHELMA et m'apprêtais à entrer dans le monde du travail, je ne m'attendais pas à recevoir un email de Anne Kaminiski-Cachopo, directrice adjointe du laboratoire IMEP-LAHC, qui allait cadrer mes trois années à venir. J'ai alors posé ma candidature pour un sujet de recherche qui m'intéressait au plus haut point car regroupant tous mes domaines favoris et proche de l'application industrielle.

Je fus accueilli par mon futur co-encadrant de thèse, Jean-Jacques Simon, qui a su placer notre entretien pendant l'un de ses déplacements à Valence. Sur le trajet du retour, alors que je réfléchissais à cette rencontre, seul dans ma voiture sous une virulente tempête, il me paraissait de plus en plus évident que mon attrait pour le sujet et la force de persuasion de Jean-Jacques avaient déjà su me séduire.

J'ai commencé cette aventure en décembre 2016. Dès lors, j'ai côtoyé Marcel Pasquinelli, mon directeur de thèse, une personne très agréable et toujours disponible pour des manipulations sur le pouce ou des simulations SPICE. (Tu as su garder le meilleur thésard pour la fin!) Je te souhaite plein de sérénité et de bonheur pour la future vie d'actif qui t'attend. Tous trois faisons partie de l'équipe OPTOélectronique et PhotoVoltaïque (OPTO-PV, devenue aujourd'hui LUMEN-PV et IRM-PV) du laboratoire IM2NP. Cependant, le sujet a très rapidement nécessité une composante "traitement du signal pour la communication de données". Compte tenu de notre ignorance notable dans ce domaine, nous nous sommes tournés vers une autre équipe du laboratoire basée sur Toulon, dont les spécialités sont les signaux et la trajectographie.

Arrivés sur place, toute l'équipe et plus particulièrement Gilles Chabriel et Jean Barrère nous ont reçus tels des amis de longue date avec une détermination et une grande motivation pour notre sujet. Jamais je n'aurais pensé trouver des personnes aussi agréables et pédagogues, qui sauraient libérer de nombreuses heures pour ma formation et les incalculables échanges autour des évolutions du logiciel. La thèse n'aurait jamais pu être ce qu'elle est aujourd'hui sans votre infaillible aide. Je vous dois un immense merci à tous les deux et suis fier de vous compter parmi mes encadrants de thèse.

Côté industriel, j'ai été soutenu et encadré par Émilie Bialic, fervente défenseuse du LiFi, dont le caractère et la motivation ont su prouver sa passion pour ce sujet. Merci Émilie pour ton soutien sans faille, malgré les problématiques de propriétés industrielles qui ont toujours empêché les deux bateaux "Université" et "Industrie" de voguer à l'unisson.

Cependant, la proximité industrielle du sujet nous a permis d'établir des partenariats avec les entreprises ARMOR (fabricant de modules OPV) et Lucibel (fabricant de LED et intégrateur LiFi). J'ai ainsi eu l'occasion de travailler en collaboration avec Nicolas Vannieuwenhuyse et Guillaume Pic de cette première entreprise, qui ont su nous apporter des récepteurs à foison pour réaliser la plupart des mesures de ce document. Concernant Lucibel, je me rappelle la première visite au siège de cette entreprise où nous avons été reçus par Frédéric Granotier, Christophe Jurczak, Daniel Baussou et Florencia Tonoli, visite dont nous sommes repartis très heureux d'avoir pu échanger avec des personnes à la fois professionnelles, attentives et stimulantes. Je vous remercie de m'avoir apporté votre vision industrielle du LiFi qui a suscité chez moi une ouverture d'esprit que je trouve toujours propice lors d'une thèse scientifique.

En 2018, j'ai eu l'opportunité d'encadrer le stage DUT de Nathan Betrancourt qui s'est révélé un réel atout et qui m'a permis de passer sereinement une période très dense de la thèse. Merci pour ta détermination et la qualité de ton travail. Je te souhaite le meilleur pour la fin de tes études à Nantes.

Je dois un immense merci à tous mes collègues du laboratoire David, Ludovic, Yves, Judikaël, Carmen, Olivier, Laurent, Damien, Isabelle, Philippe et Hasan, qui ont su rendre ces trois années

très agréables. Comme disait le philosophe chinois Confucius « Choisissez un travail que vous aimez et vous n'aurez pas à travailler un seul jour de votre vie ».

Je remercie également tous les autres membres de mon jury : Anne Julien-Vergonjanne, Johann Bouclé, Alexis Duque, Caroline Fossati et Daniel Baussou pour nous avoir permis de rassembler un jury de neuf personnes malgré la grève des cheminots et ainsi éviter le système de vidéoconférence. Merci de votre écoute et pour vos questionnements qui m'ont permis d'améliorer le manuscrit. Je suis heureux que mon travail de ces trois dernières années ait pu être validé par des spécialistes des différents domaines regroupés ici.

Enfin, il me reste à remercier les doctorants Olga, Richard (post-doc), Yohann, Estéban, Sarra, Ibtissem ainsi que mes collègues de bureau Clément et François qui ont su être des interlocuteurs privilégiés, aussi bien pour des réflexions scientifiques que pour des moments de détente. Mes encouragements à François pour ta rédaction et ta soutenance prochaine. On laisse place maintenant à la relève à qui je souhaite le même succès et la même ambiance auxquels on a eu droit.

En parallèle de ma thèse, j'ai eu l'opportunité d'enseigner la thermodynamique et les matériaux au département Mesures Physiques de l'IUT d'Aix-Marseille. Je garde un très bon souvenir de cette expérience et je me dois de remercier chaleureusement Jean-Philippe Crepet, David Duché et Isabelle Périchaud pour m'avoir accompagné et formé.

Il me reste à remercier ma famille et mes amis en qui j'ai toujours trouvé des confidents pour partager les succès (et échecs) de la thèse.

Pour finir, je souhaite remercier ma compagne Yajian avec une attention particulière. Malgré ta thèse en cours, tu as su me libérer de nombreuses tâches chronophages afin que je rédige et soutienne ma thèse dans les meilleures conditions. Merci pour la bonne humeur et le bonheur que tu m'accordes chaque jour.

Table des matières

Introduction	5
Mise en contexte au sein du laboratoire	6
Liste des acronymes	7
I La technologie LiFi	9
1 Historique des communications optiques sans-fil	11
1.1 Communications optiques sans-fil	11
1.2 Communication sans-fil par lumière visible	13
2 Description et intérêt du LiFi	15
2.1 Description du LiFi	15
2.2 Intérêt du LiFi	17
2.2.1 Données mobiles	17
2.2.2 Géolocalisation	18
2.2.3 Sécurité	19
2.2.4 Environnements spécifiques	19
2.2.5 Santé	19
2.2.6 Économie d'énergie	20
2.2.7 Nouvelles applications des réseaux sans-fil	20
3 État de l'art	21
3.1 Émetteur - Ampoules LED	21
3.1.1 LED bleues avec luminophore	22
3.1.2 LED RVB(A)	23
3.1.3 Micro-LED	24
3.1.4 Lasers	25
3.2 Récepteur	26
3.2.1 Critères de qualité des récepteurs LiFi	26
3.2.2 Évolution des dispositifs de réception	27
3.3 Modulation de l'intensité lumineuse	30
3.4 État de l'art industriel du LiFi	31
3.4.1 Industriels du LiFi	31
3.4.2 Dispositifs commerciaux	31

II	Banc de caractérisation : étude et principe	39
4	Motivations	41
4.1	Chaîne de communication LiFi	41
4.2	Banc de mesure : premières orientations	42
4.2.1	Mesure de la fonction de transfert d'un photorécepteur LiFi	42
4.2.2	Influence du canal de propagation optique	43
4.2.3	Présence de bruit	44
5	Modulation OFDM adaptée au LiFi	47
5.1	Principe	47
5.2	Construction d'un symbole OFDM	48
5.3	Construction d'un symbole DCO-OFDM	50
5.4	<i>Cyclic Prefix</i> - OFDM	53
6	Critères de performances	57
6.1	Préambule	57
6.2	Critères basés sur la fonction de transfert	58
6.2.1	Estimation en présence de bruit	58
6.2.2	Module/diagramme de Bode	59
6.2.3	Réponse impulsionnelle	60
6.3	Critères liés au bruit	61
6.3.1	Rapport signal sur bruit par fréquence	61
6.3.2	Densité spectrale de puissance du bruit	62
6.4	Taux d'erreur sur les bits	63
6.4.1	Egalisation/Partitionnement	63
6.4.2	Taux d'erreur fréquentiel sur les bits	64
6.4.3	Taux d'erreur sur les bits	64
6.5	Autres grandeurs	65
6.5.1	Débit de la communication	65
6.5.2	Indice d'orthogonalité	66
III	Banc de caractérisation : réalisation technique	69
7	Présentation générale	71
8	Partie matérielle	73
8.1	Problématiques du matériel	73
8.1.1	Suréchantillonnage	73
8.1.2	Débit-échantillon et fréquence d'échantillonnage (SFO)	73
8.1.3	Fonction de transfert	74
8.1.4	BiasT Tektronix PSPL 5580 (calibration en fréquence)	75
8.1.5	LED (calibration en fréquence + linéarité)	76
8.1.6	Différents types de LED	77
8.1.7	LED sélectionnées pour l'étude	77
8.1.8	Impact du luminophore	80
8.1.9	Plage d'utilisation linéaire des LED	81
8.1.10	Calibration des réponses fréquentielles des LED	83
8.2	Protection contre les ondes électromagnétiques (Blindage)	84
8.2.1	Installation dans une cage de Faraday / chambre noire	85
8.2.2	Utilisation de câbles blindés	85
8.2.3	Reprise de contact sous pointes hautes fréquences	86

8.3	Configuration du banc en environnement extérieur	87
9	Partie logicielle	89
9.1	Interface utilisateur	89
9.2	Génération du signal d'émission	90
9.2.1	Paramètres d'entrée	90
9.2.2	Construction du signal CP-DCO-OFDM surchantillonné	91
9.2.3	Construction du signal CP-DCO-OFDM analogique	92
9.3	Acquisition et mise en forme du signal reçu	92
9.3.1	Acquisition	92
9.3.2	Synchronisation	92
9.3.3	Estimation et correction du SFO	93
9.4	Analyse du signal	97
9.5	Mode simulation / Mode mesure	97
IV	Caractérisation des modules de réception	101
10	Modélisation pour les modes de fonctionnement V_{co} et I_{cc}	103
10.1	Modèle électrique équivalent	103
10.2	Mesure de la tension en circuit ouvert V_{co}	106
10.3	Mesure du courant en court-circuit I_{cc}	108
11	Comparaison des performances fréquentielles de différents modules et cellules PV commerciaux	113
11.1	Silicium cristallin (c-Si)	118
11.2	Séléniure de cuivre, d'indium et de gallium (CIGS)	120
11.3	Photovoltaïque organique (OPV)	122
11.4	Silicium amorphe (a-Si)	124
12	Analyse des modules et des cellules en CIGS fournis par la société Solar Frontier	127
12.1	Modules PV	128
12.2	Cellules PV	130
12.3	Réception d'un signal LiFi en extérieur	132
13	Analyse des performances des modules PV ARMOR de technologie organique	139
13.1	Étude de la relation entre performances de récupération d'énergie et performances LiFi	139
13.2	Influence du nombre de cellules et de leurs surfaces	149
13.3	Influence d'un éclairage additionnel LED	157
13.4	Influence de l'ombrage	162
13.4.1	Mesures en courant de court-circuit I_{cc}	163
13.4.2	Mesures en tension de circuit ouvert V_{co}	164
13.5	Récupération d'énergie et réception LiFi en simultané	166
13.5.1	Placement à un point de fonctionnement	166
13.5.2	Détermination des charges optimales pour les deux branches : récupération d'énergie et réception de données	169
	Conclusion	177
	Annexes	189
A	Notions de débit	191

B	Liste des équipements du banc et caractéristiques	193
C	Démonstration de l'orthogonalité des sous-porteuses	199
D	Évolution du logiciel du banc	201
E	Principe de fonctionnement d'une LED	203
F	Caractéristique $I(V)$ théorique d'une cellule PV	211
G	Construction d'un biasT « low cost »	215

Introduction

Avec l'évolution de l'Internet des objets (IoT : Internet of Things), les appareils connectés sans-fil réalisant les tâches de détection, surveillance, mesures,... sont de plus en plus nombreux et le spectre des RadioFréquences, déjà saturé, est incapable de subvenir à cette demande croissante. Une alternative possible est la communication LiFi. Cette technologie utilise des dispositifs LED comme source d'émission pour transmettre des données numériques via des modulations hautes fréquences de la lumière visible. Côté récepteur, il faut donc un dispositif capable de détecter des variations d'intensité lumineuses rapides (de l'ordre du MHz).

Actuellement, les photodiodes sont massivement utilisées comme capteurs opto-électroniques mais elles possèdent 4 inconvénients principaux : un coût relativement élevé, une nécessité d'alimentation (détecteur actif), une tendance à la saturation lors d'une exposition à un flux lumineux intense [1], [2] et une directivité du cône d'acceptance.

Ainsi, l'objectif de cette thèse est de vérifier les capacités des cellules et modules photovoltaïques (PV) en tant que récepteur LiFi afin de réaliser un détecteur peu coûteux, passif, résistant à un éclairage solaire additionnel et omnidirectionnel (technologies flexibles).

Pour ce faire, la première partie commence par introduire la technologie LiFi dans sa généralité ainsi que ses prévisions et prémices d'utilisations. Dans un deuxième temps, les avancées de la recherche actuelle sont présentées selon les trois axes : émission, réception et modulation. La partie « récepteur » de ce chapitre compose un état de l'art pour cette étude.

Par la suite, la deuxième partie démontre la nécessité de créer un banc de caractérisation LiFi pour mesurer les indices de performances des cellules et modules PV lors d'une réception de communication LiFi. Nous en profiterons pour définir une technique de modulation particulière que nous utiliserons pour caractériser les performances dynamiques des dispositifs PV. Il est à noter que cette modulation pourra être utilisée lors de l'envoi de fichiers de données dans un cas réel d'utilisation.

La nécessité d'un banc de caractérisation étant démontrée, la partie suivante propose la réalisation complète du logiciel. Elle pointe aussi les problématiques liées au matériel qui pourront être corrigées ou, dans le cas contraire, fixer les limitations de précision et gammes de fonctionnement du banc.

Enfin, la dernière partie regroupe les différentes expérimentations effectuées grâce au banc de caractérisation réalisé. En préambule, une modélisation théorique des cellules PV est tout d'abord proposée pour les deux points de fonctionnement utilisés. Les premières expérimentations présentées concernent les mesures sur des cellules et modules commerciaux de quatre matériaux différents pour affiner les paramètres généraux qui permettront d'obtenir de bonnes performances fréquentielles. Par la suite, des partenariats sous accord de non divulgation avec les entreprises fabricantes de PV Solar Frontier puis ARMOR ont permis de réaliser des campagnes plus précises. Ainsi, il sera étudié l'influence de la configuration des modules, des éclairages additionnels (LED ou solaire) et des ombrages sur les performances fréquentielles. Une ouverture sera proposée avec les mesures prémices d'une récupération d'énergie et une réception LiFi en simultané.

Pour finir, les points principaux des quatre parties de ce manuscrit seront synthétisés dans une conclusion générale.

Mise en contexte au sein du laboratoire

Ce travail a été réalisé au sein de l'Institut Matériaux Microélectronique et Nanosciences de Provence (IM2NP). Ce laboratoire regroupant 300 personnes est structuré en cinq départements tels que sur la figure 1. Ses domaines d'expertises sont la physique, la chimie ainsi que la microélectronique. Sa politique principale consiste à étudier ces domaines depuis les aspects les plus fondamentaux jusqu'aux plus applicatifs en conservant à l'esprit les futures applications industrielles.

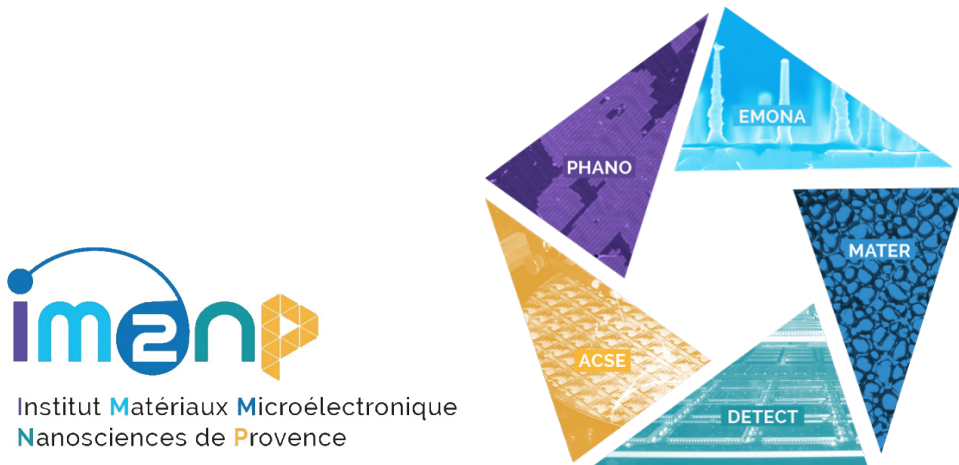


Figure 1 – Structuration de l'IM2NP en 5 départements

Liste des départements avec leurs thématiques principales :

- Département Analyse et Conception de Systèmes Electroniques (ACSE) : Développement de systèmes microélectroniques pour les objets communicants basse énergie à applications dans les domaines de l'énergie, la santé, l'internet des objets ...
- Département Nanostructures fonctionnelles et nano-composants (EMONA) : Développement de nanomatériaux, hétérostructures à applications dans les domaines de l'optique, l'environnement, l'énergie et l'électronique. Tout ceci avec une spécialité jonction entre les procédés physiques et chimiques.
- Département Structure et chimie des matériaux (MATER) : Compréhension des phénomènes de transformation et croissance des matériaux à l'échelle nano à macroscopique dans le but de maîtriser les procédés d'élaborations et améliorer les propriétés des matériaux.
- Département Physique à l'échelle nanométrique (PHANO) : Élaboration de structures nanométriques organiques et inorganiques pour l'étude théorique et expérimentale de leurs propriétés physiques (mécaniques, électroniques, magnétiques), depuis la modélisation/simulation jusqu'à la caractérisation complète des matériaux réalisés.
- Département Détection, rayonnements et fiabilité (DETECT) : Conception de dispositifs, circuits et systèmes pour la détection, la conversion énergétique et le traitement de l'information. Les principaux domaines d'applications sont l'environnement, l'énergie, la santé et l'électronique haute performance et tout ceci, de la modélisation, jusqu'à la réalisation du dispositif final à application directe.

Ce dernier département regroupe cinq équipes dont deux sont impliquées dans la réalisation de cette thèse :

- Équipe Lumen-PV : Initiatrice du projet de thèse, cette équipe est spécialisée sur l'interaction lumière-matière (principalement photon-électron), que ce soit pour le développement de capteurs optoélectroniques ou de cellules photovoltaïques de tous matériaux et technologies pour la récupération d'énergie.

- Équipe Signal & Tracking (STr) : Partenaire et référente très importante tout au long de la réalisation de la thèse, cette équipe spécialisée dans le traitement des signaux développe des algorithmes pour la détection d'évènements, le suivi de trajectoire et l'analyse médicale. Tout ceci avec des applications dans les domaines de la défense, la santé et l'énergie.

Lorsque nous avons débuté ce projet, la thématique LiFi était un nouvel axe de recherches du laboratoire IM2NP. Cependant, les deux compétences nécessaires à l'établissement d'un système LiFi sont le traitement du signal et l'optoélectronique. Ainsi, les deux équipes de recherche de l'institut ont collaboré à ce projet. Cette complémentarité s'est traduite dans cette étude par une approche transverse de notre projet, à la fois sur le développement matériel et logiciel du banc de test LiFi, sur les caractérisations optiques, optoélectroniques des émetteurs et récepteurs ainsi que sur l'analyse des communications de données.

Liste des acronymes

Classement par ordre alphabétique :

4G LTE : 4 ^{ème} génération Long Term Evolution	OMS : Organisation Mondiale de la Santé
AFG : Arbitrary Function Generator	OOK : On-Off Keying
AOP : Amplificateur OPérationnel	OOK-NRZ : OOK Non Return to Zero
BER : Bit Error Rate	OWC : Optical Wireless Communications
BNC : Bayonet Neill-Concelman (connecteur)	PD : photodiode
CIGS : Cuivre, Indium, Gallium, Sélénium	APD : Avalanche photodiode
DSP : Digital Signal Processor	PIN-PD : Photodiode constituée d'une zone intrinsèque entre les zones dopées type n et p de la jonction
FFT : Fast Fourier Transform	PoE : Power on Ethernet
IFFT : Inverse FFT	PSD : Power Spectral Density
TFD : Transformée de Fourier Discrète	PSPL : PicoSecond Pulse Labs
TFDI : Transformée de Fourier Discrète Inverse	PV : PhotoVoltaïque
FSO : Free-Space Optical communication	QAM Map : Quadrature Amplitude Modulation Constellation
FTTH : Fiber To The Home	PWM : Pulse Width Modulation
GBW : Gain BandWidth	RF : RadioFréquence
GI : Guard Interval	SCM : Single Carrier Modulation
ICI : InterCarrier Interference	SFO : Sampling Frequency Offset
IHM : Interface Homme-Machine	SNR : Signal to Noise Ratio
IoT : Internet of Things	SWIPT : Simultaneous Wireless Information and Power Transfert
ISI : InterSymbol Interference	TNT : Télévision Numérique Terrestre
LED : Light-Emmitting Diode	TTL : Transistor-Transistor Logic
LED CoB : LED Chip on Board	V2I : Vehicle-to-Infrastructure
LED DIP : LED Dual In-line Package	V2V : Vehicle-to-Vehicle
LED RVB(A) : LED Rouge, Verte et Bleue (et Ambre)	VISA : Virtual Instrument Standard Architecture
LED SMD : LED Surface Mounted Device	VLC : Visible Light Communication
pc-LED : phosphor-converted LED	WBAN : Wireless Body Area Network
OLED : Organic LED	WiFi : Wireless Fidelity
LCD : Liquid Crystal Display	WPAN : Wireless Personal Area Network
LCRmeter : Spectroscope d'impédance	YAG : Yttrium Aluminium Garnet
LiFi : Light Fidelity	ZCE : Zone de charge d'espace
MCM : Multiple Carrier Modulation	ZP : Zero-Padding
MDO : Multiple Domain Oscilloscope	
OFDM : Orthogonal Frequency-Division Multiplexing	
DCO-OFDM : Direct Current biased Optical OFDM	
CP-DCO-OFDM : Cyclic Prefix DCO-OFDM	

PARTIE I

LA TECHNOLOGIE LIFI

1	Historique des communications optiques sans-fil	11
1.1	Communications optiques sans-fil	11
1.2	Communication sans-fil par lumière visible	13
2	Description et intérêt du LiFi	15
2.1	Description du LiFi	15
2.2	Intérêt du LiFi	17
2.2.1	Données mobiles	17
2.2.2	Géolocalisation	18
2.2.3	Sécurité	19
2.2.4	Environnements spécifiques	19
2.2.5	Santé	19
2.2.6	Économie d'énergie	20
2.2.7	Nouvelles applications des réseaux sans-fil	20
3	État de l'art	21
3.1	Émetteur - Ampoules LED	21
3.1.1	LED bleues avec luminophore	22
3.1.2	LED RVB(A)	23
3.1.3	Micro-LED	24
3.1.4	Lasers	25
3.2	Récepteur	26
3.2.1	Critères de qualité des récepteurs LiFi	26
3.2.2	Évolution des dispositifs de réception	27
3.3	Modulation de l'intensité lumineuse	30
3.4	État de l'art industriel du LiFi	31
3.4.1	Industriels du LiFi	31
3.4.2	Dispositifs commerciaux	31

Cette partie décrit le contexte actuel de la technologie LiFi. Elle débutera en plaçant cette technologie au sein des techniques de communications optiques sans-fil pour finir par une description de la première transmission d'information sans-fil utilisant la lumière en tant que porteuse. Le principe de fonctionnement de la technologie LiFi et ses intérêts seront ensuite décrits. Ces derniers étant multiples, des exemples dans des domaines réels d'applications seront présentés.

Cette partie sera conclue par l'état de l'art de la recherche sur les communications par lumière visible. Cette technologie étant pluridisciplinaire, on observera dans les publications une tendance à compartimenter la recherche en trois secteurs d'évolution : les LED, les récepteurs et la modulation.

Cette technologie ayant atteint une maturité rapide, certains industriels précurseurs commencent d'ores et déjà à se placer sur le marché. Nous clôturerons donc cette partie en présentant les produits commerciaux proposés par certaines de ces entreprises.

Historique des communications optiques sans-fil

1.1 Communications optiques sans-fil

Les communications optiques sans-fil (OWC) permettent de transmettre des données en utilisant la lumière, du domaine InfraRouge (IR) jusqu'à l'UltraViolet (UV), non-guidée comme porteuse d'information. Ghassemlooy *et al.* [3] placent les applications de ce type de communication à cinq échelles définies sur la figure 1.1.

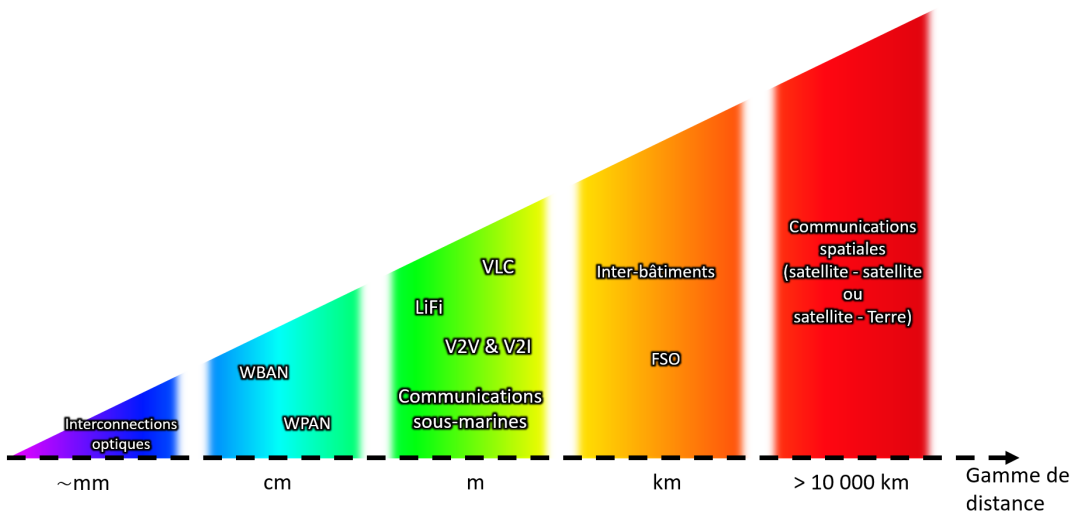


Figure 1.1 – Catégories des communications optiques sans-fil

La première catégorie concerne les communications entre puces au sein de circuits numériques (figure 1.2), principalement pour des super-ordinateurs ou des centres de données, qui requièrent de très hauts débits et des temps de latences extrêmement faibles.

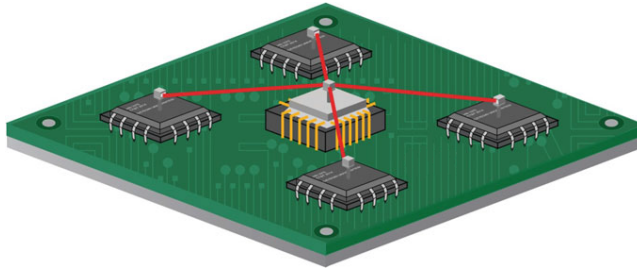


Figure 1.2 – Connexion optique entre puces microélectroniques [3]

La deuxième porte sur les interactions entre le corps humain et les appareils numériques portables (capteurs, ordinateurs, smartphones...) ainsi que les connexions machine à machine à courtes distances.

Dans des distances de l'ordre du mètre, on retrouve les systèmes qui sont visés dans cette étude et dont les applications sont détaillées dans cette partie.

Avec des distances allant de la centaine de mètres jusqu'à quelques kilomètres, on identifie les systèmes de transmissions de données entre bâtiments, l'un des plus connus étant le système « Reasonable Optical Near Joint Access » (RONJA) visible sur la figure 1.3 [4].



Figure 1.3 – Un des systèmes RONJA installé à Prague (République Tchèque) [4]

Enfin, les communications optiques commencent à faire partie des solutions de transfert d'informations entre satellites et satellites-Terre depuis la démonstration du système « Lunar Laser Communication Demonstration » (LLCD) (figure 1.4) implémenté à la sonde LADEE de la NASA qui a exploré l'environnement lunaire. Ainsi, la première communication a été réalisée le 18 octobre 2013 avec un débit de 622 Mbps à une distance de 385 000 kilomètres.

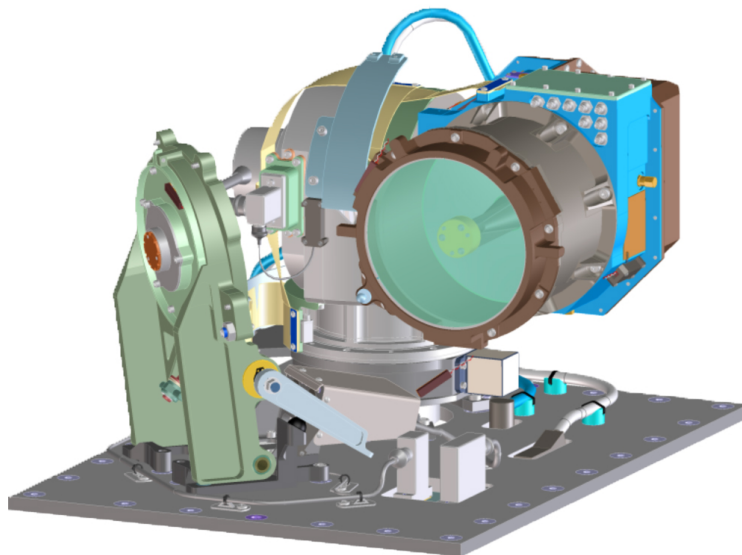


Figure 1.4 – Représentation assistée par ordinateur du système de communication Lune-Terre utilisé par la NASA sur la sonde LADEE [5]

Par la suite, cette étude sera focalisée sur les communications sans-fil par lumière visible pour une application de type VLC ou LiFi.

1.2 Communication sans-fil par lumière visible

En 1878, Alexander Graham Bell invente un appareil capable de transmettre la voix d'une personne en utilisant la lumière visible [6][7]. Ce dispositif est illustré sur la figure 1.5.

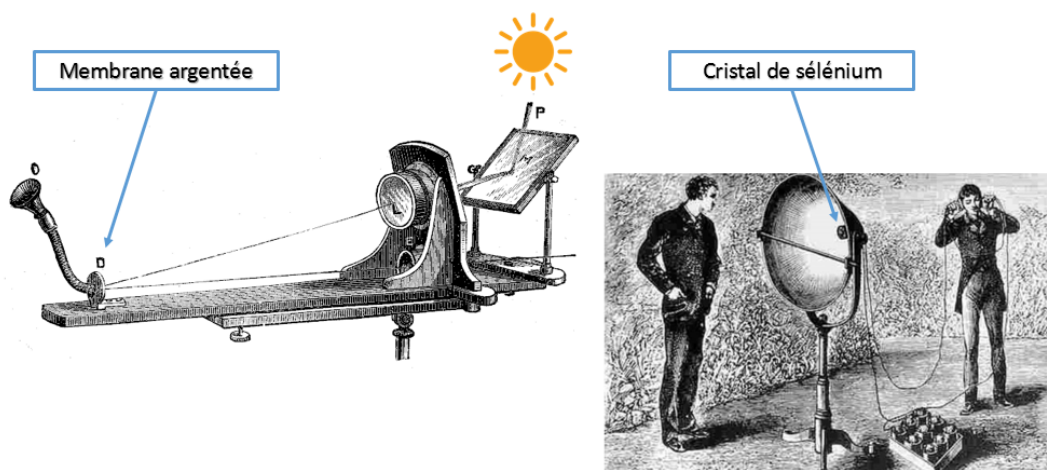


Figure 1.5 – Photophone inventé par Alexander Graham Bell

Cet appareil est considéré comme le précurseur du LiFi. Son principe de fonctionnement est le suivant : la voix de l'utilisateur fait vibrer une membrane argentée sur laquelle se reflètent les rayons du soleil. Ainsi, le rayon réfléchi est modulé par les vibrations de la membrane et porte donc

l'information du message vocal. Le récepteur est une parabole avec un cristal de sélénium en son centre.

C'est ici que le phénomène photoacoustique [8] entre en jeu. En effet, l'absorption localisée des photons va avoir lieu au sein du cristal. Les électrons devenus métastables vont ensuite se désexciter de manière non-radiative, induisant des élévations de température toujours localisées. La dissipation de cette énergie selon les lois de la thermodynamique (compressions/détentes adiabatiques) provoque donc des ondes de pressions (aussi appelées ondes acoustiques) telles qu'elles ont été schématisées sur la figure 1.6.

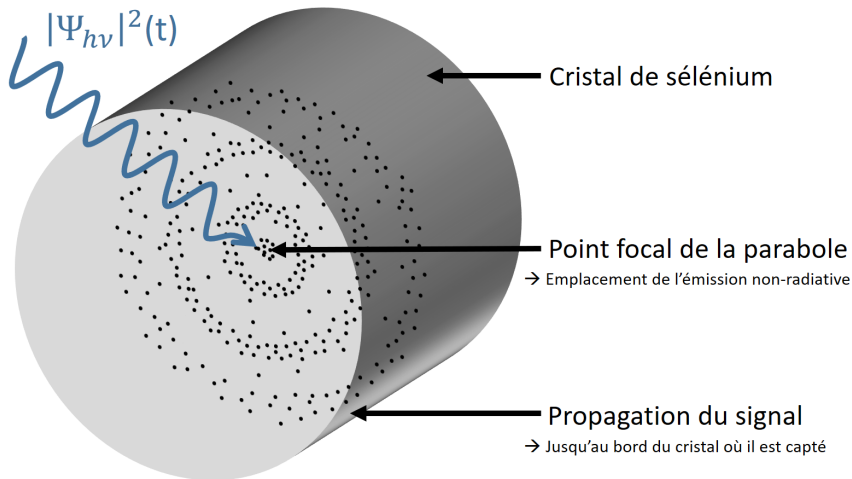


Figure 1.6 – Propagation des ondes acoustiques dans le cristal de sélénium

Ψ_{hv} représente la fonction d'onde des photons incidents et $|\Psi_{hv}|^2(t)$ la densité de probabilité au centre du cristal temporellement modulée par la voix de l'utilisateur émetteur.

Le signal ainsi généré peut être récupéré directement de manière passive (avec un diapason par exemple). On peut également récupérer activement le signal en exploitant la modulation de la résistance électrique du cristal provoquée par ces ondes de pressions.

Dans le cas de la figure 1.5, les ondes de pressions varient donc au rythme du message vocal. Il ne reste plus qu'à implémenter cette résistance variable dans un circuit composé d'une batterie et d'un haut-parleur pour retranscrire le message en vibrations audibles.

Description et intérêt du LiFi

2.1 Description du LiFi

Les premières recherches portant sur la communication par lumière visible avec des dispositifs LED apparaissent au début des années 2000. En 1999, G. Pang [9] propose un système de communication sans-fil utilisant les clignotements d'une ampoule LED pour transmettre du son. Seulement une année plus tard, Y. Tanaka [10] amorce le mouvement actuel en prédisant un développement de la domotique et de l'internet des objets. Il avance également la communication de type VLC avec les ampoules comme une possibilité pour la création de réseaux sans-fil domestiques.

Plus récemment, le déploiement des ampoules LED prévu par de nombreuses entreprises et avancé par G. Pang et Y. Tanaka pour l'utilité de la communication VLC avec des LED, s'est confirmé. Dans ce contexte, le terme « LiFi » pour Light-Fidelity est né en 2011, prononcé par Harald Haas lors de sa conférence TEDTalks [11]. A cette occasion, il présente une transmission vidéo en direct avec une ampoule émettrice et une photodiode en guise de récepteur.

C'est donc une technologie naissante avec seulement quelques entreprises dans le domaine. Les principaux freins à son déploiement sont l'évolution des standardisations et l'incompatibilité avec les smartphones et autres dispositifs actuels.

Ainsi, ce système est nommé LiFi par comparaison avec le bien connu WiFi (Wireless Fidelity) qui utilise des ondes électromagnétiques dans le domaine des fréquences radios voir microondes à la place de la lumière visible (cf. figure 2.1).

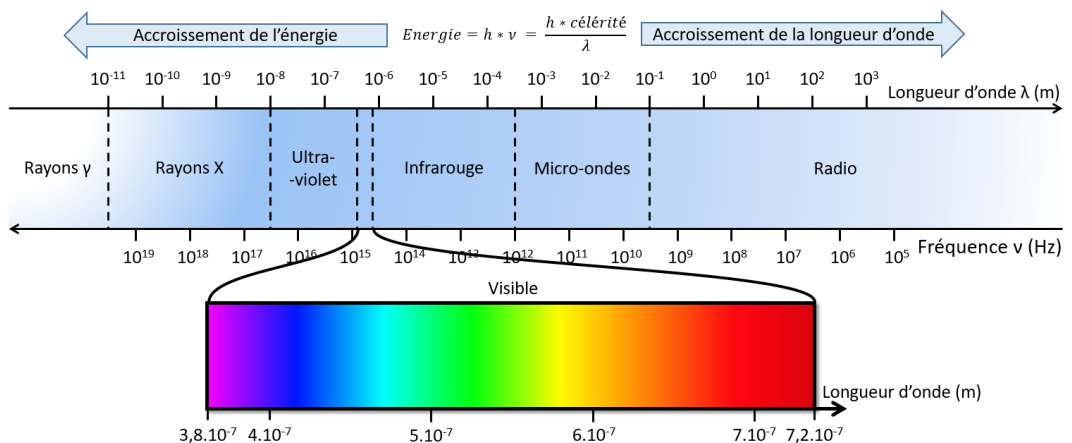


Figure 2.1 – Spectre des ondes électromagnétiques

Ainsi, si dans le cas du WiFi, la porteuse de signal (appelée « bande ») est à la fréquence de 2,4 GHz ou 5 GHz (normes 802.11a/b/g/n/ac), pour le LiFi, cette bande fréquentielle sera comprise entre 420 THz (rouge) et 790 THz (violet).

Théoriquement, le débit de l'information est limité par la fréquence de la porteuse. Ainsi, dans le cas d'une lumière monochromatique, le débit maximal théorique du LiFi est d'environ 790 Tbps (un bit porté sur la plus haute fréquence). Cependant, ces débits peuvent être amplement augmentés via des techniques de modulation (plusieurs bits par fréquence) et chacune des longueurs d'ondes (*i.e.* couleur) du spectre visible peut être utilisée pour multiplier d'autant le débit de transfert.

Malheureusement, il existe des limitations matérielles :

- Signal de modulation : la fréquence de modulation du signal est limitée par la bande passante des sources LED (de l'ordre du MHz) et du récepteur. La porteuse n'est pas le facteur limitant pour la communication LiFi ;
- Longueur d'onde : le but du LiFi est de cumuler les fonctionnalités d'éclairage et de communication, il est donc nécessaire de fonctionner en lumière blanche ;
- Traitement du signal : la quantité de bits sur les fréquences modulées peut être augmentée mais les différents niveaux de modulations sont de plus en plus resserrés et la détection doit être précise pour les séparer afin d'éviter les erreurs de transmission.

Le LiFi a d'abord été régi par la norme 802.15.7 en 2011 [12] et est depuis en constante évolution avec la norme 802.15.7r1 définie depuis 2015 avec une future normalisation 802.11bb annoncée pour 2021. Ces normes régissent l'utilisation de ce type de technologie en définissant les gammes de longueurs d'ondes considérées, les niveaux d'intensité lumineuse compatibles avec la sécurité de l'œil, la mobilité de l'homme sous la lumière et les interférences comme la lumière ambiante. Ainsi, elles permettent de garantir l'utilisation du LiFi en toute sécurité et une homogénéisation des protocoles pour les fournisseurs de solutions LiFi.

Le LiFi est donc une méthode de communication de données numériques. Depuis l'ordinateur source, ces données doivent tout d'abord être codées pour fournir une suite de variations de courant (analogique) qui correspond au code numérique original. Ces variations de courant vont être utilisées pour alimenter une LED, sachant que l'amplitude lumineuse délivrée par une LED est proportionnelle au courant la traversant. Ainsi, les données originales sont transmises sur des variations d'amplitudes lumineuses jusqu'à un détecteur de lumière. Ce détecteur fournit un courant proportionnel à l'intensité lumineuse qu'il reçoit. Il suffit donc d'envoyer ce courant à l'ordinateur cible puis de décoder les variations de courant en données numériques par un protocole inverse à l'émission.

Les systèmes LiFi sont destinés à répondre à la demande croissante du nombre d'appareils connectés (IoT) et un exemple d'application envisageable est représenté sur la figure 2.2.

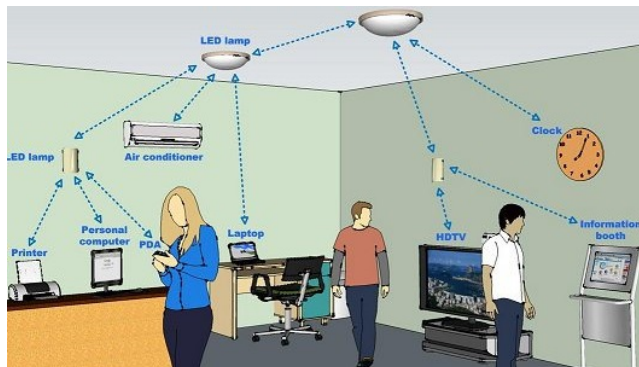


Figure 2.2 – Exemple d'utilisation du LiFi [13]

Remarque : Dans la littérature, on trouve deux termes pour ce type de communication : VLC et LiFi. Le premier, pour Visible Light Communication, est plus général et regroupe toute variante de communication qui utilise la partie visible du spectre électromagnétique (entre 380 et 720 nm). Par exemple, tout ce qui est détecté par l'œil, la détection laser, le code Morse lumineux, ... Le deuxième terme, pour Light Fidelity, est plus précis, il s'inspire du terme WiFi (Wireless Fidelity) et indique la partie de la VLC destinée au même usage. Ce dernier est donc réalisé en espace ouvert et a pour but la transmission sans-fil de données numériques.

2.2 Intérêt du LiFi

Les applications du LiFi s'articulent autour de sept aspects : la transmission de données mobiles, la géolocalisation, la sécurité, les environnements spécifiques, la santé, l'économie énergétique et les nouvelles applications sans-fil.

2.2.1 Données mobiles

Aujourd'hui, presque tous les transferts d'informations numériques sans-fil sont effectués sur des porteuses dans le domaine des radiofréquences. Dans un même temps, ces dernières années ont vu apparaître une large augmentation de la quantité d'appareils nomades accompagnée d'une diversité toujours accrue. L'un des principaux rôles du LiFi est de répondre à la congestion sans cesse croissante du domaine des radiofréquences.

La figure 2.3 représente les bandes de fréquences radio réservées à des usages spécifiques en France.

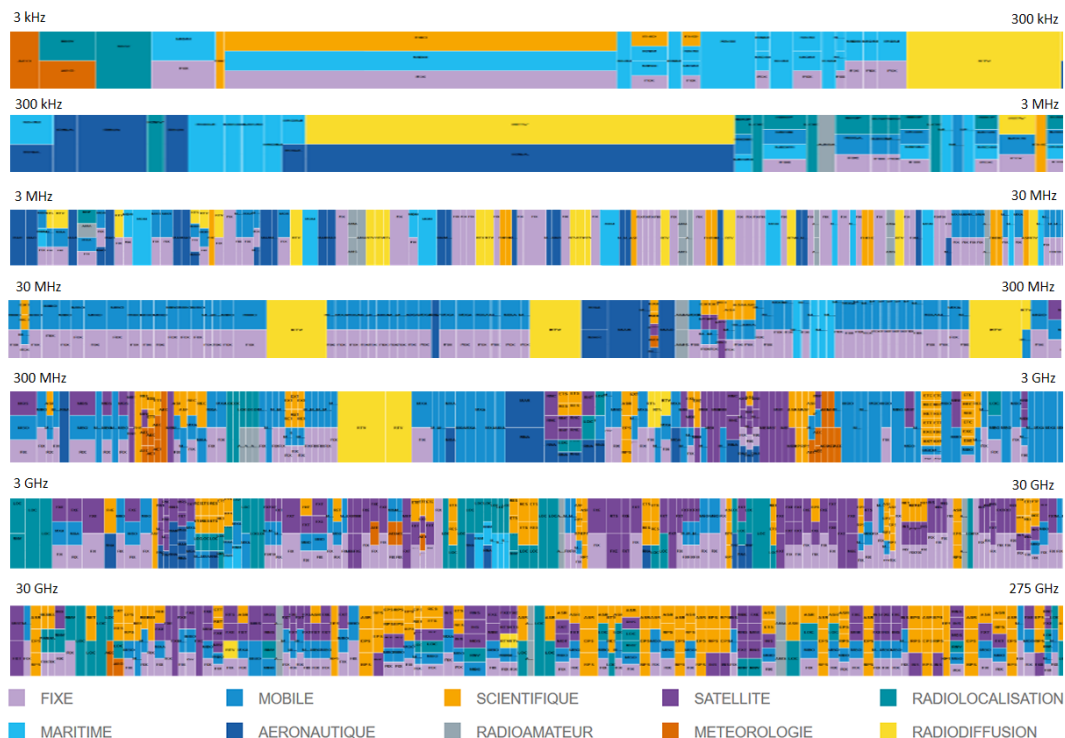


Figure 2.3 – Fréquences réservées dans le domaine des radiofréquences en France [14]

Ainsi, pour éviter les interférences, chaque nouvel appareil doit trouver des fréquences libres parmi celles de la figure 2.3 et transmettre son signal porteur sur des fréquences précises avec une dispersion spectrale limitée.

La congestion de ce réseau rend cette tâche de plus en plus ardue. Le LiFi intervient alors pour permettre aux nouveaux appareils de communiquer dans le domaine visible à la place du domaine radio. En effet, aucune bande fréquentielle du domaine visible n'est réservée et la lumière LED étant non cohérente, elle ne peut pas interférer entre elle. De plus un ensemble de LED disposé au plafond d'un bâtiment forme un réseau où chaque cône de lumière est quasi-indépendant.

Dans un futur proche, il est question de combiner harmonieusement le LiFi et les autres méthodes de communications qui seront ainsi décongestionnées comme le montre la figure 2.4.

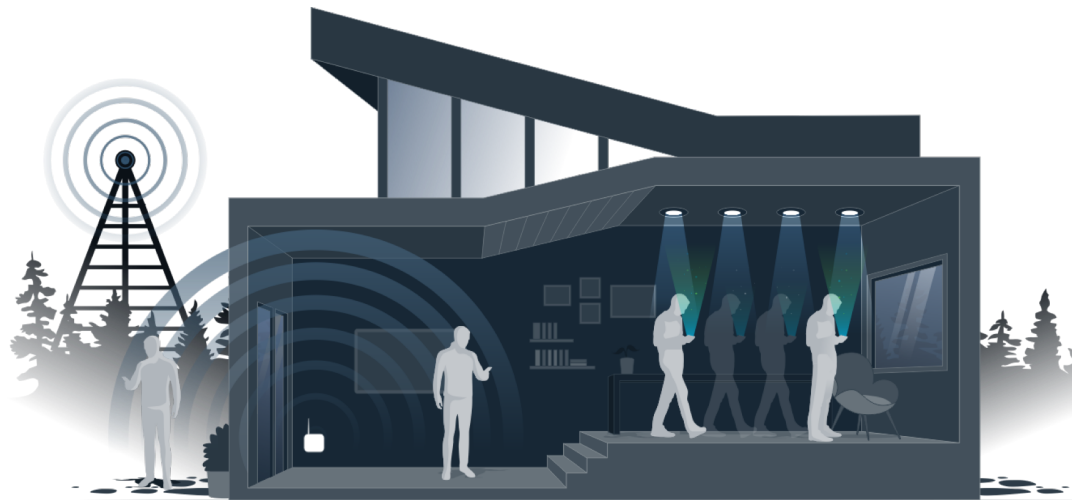


Figure 2.4 – Harmonie des technologies de communications sans-fil ©PureLiFi

Dans ce cas, on peut voir le réseau 4G en extérieur, la WiFi qui prend le relai lorsqu'on entre dans un bâtiment et enfin le LiFi dans certaines zones qui demandent un débit élevé.

2.2.2 Géolocalisation

À l'instar des satellites, il est possible d'effectuer une géolocalisation à l'intérieur des bâtiments par triangulation avec les ampoules du plafond. Par exemple, l'étude de W. Guan *et al.* démontre un algorithme permettant d'atteindre une précision moyenne de 3.18 cm sur une position en 3 dimensions [15].

Cet aspect, appelé aujourd'hui le « LiFi Tag » car chaque spot du plafond émet un signal balise unique, est un précurseur de la technologie LiFi. Le couplage d'une information de position très précise avec l'envoi de données permet une information localisée et synchronisée. Ce système équipe déjà les centres commerciaux ou institutions publiques ci-dessous :

- Supermarchés : E-Leclerc, Intermarché, Leroy-Merlin, Carrefour (figure 2.5)
- Musées : Grand Curtius (Belgique), Carte à jouer (France), Boerhaave Museum (Hollande)
- Bâtiments publics : RATP (stations de métro), SNCF (gare Montparnasse)



Figure 2.5 – Solution LiFi au magasin Carrefour du centre commercial Euralille à Lille © Carrefour

2.2.3 Sécurité

Les rayons lumineux ne traversent pas les matériaux opaques (mur d'une salle par exemple). De ce fait, dans un espace clos, les données LiFi restent confinées et l'espionnage extérieur à distance n'est pas possible.

Ainsi, plusieurs entreprises ont commencé à installer des solutions LiFi dans leurs salles de réunion : Sogeprom (Société Générale), Natixis, Microsoft France, Nexity, ...

2.2.4 Environnements spécifiques

Le LiFi vient également en support dans les environnements où les ondes radio sont inefficaces ou difficiles à mettre en place.

Dans les tunnels souterrains, la mise en place du WiFi est inefficace car il est nécessaire d'installer des répéteurs très rapprochés. Ainsi, le LiFi est expérimenté dans les couloirs des stations de métro (station *La Défense* à Paris) ou encore dans une exploitation minière au Chili pour la géolocalisation dans les galeries et la transmission d'informations urgentes.

Le LiFi peut aussi intervenir dans des communications sous-marines étant donné la difficulté pour les ondes acoustiques d'atteindre des débits supérieurs à la dizaine de kbps et leur grande sensibilité aux perturbations du milieu de propagation. Les ondes radio quant à elles sont très rapidement atténuées dans l'eau. Une récente étude de T.C. Wu *et al.* [16] démontre les possibilités de la lumière visible pour les communications sous-marines, notamment via des diodes laser bleues pour permettre une communication à plus grande distance que par de simples LED bleues non focalisées.

Enfin, le LiFi est une solution envisagée pour une application encore à l'étape de projet : la communication inter-véhicule dans le cadre des véhicules intelligents autonomes. En effet, une information de positionnement est assurée par l'écartement respectif des feux de signalisation des deux véhicules et la réactivité du système (court temps de latence) pourrait être intéressante pour la propagation d'informations urgentes (tels les freinages automatiques). Toute la difficulté ici réside dans les intempéries et les éclaircissements très fluctuants pouvant avoir lieu en extérieur.

2.2.5 Santé

Bien qu'étant encore en débat scientifique, l'impact des ondes radio sur la santé a été catégorisé comme « cancérigène possible » par l'Organisation Mondiale de la Santé (OMS). De plus, la loi n°2015-136 datant du 9 février 2015 ou « loi Abeille » régule l'utilisation des ondes électromagnétiques dans les fréquences radio. Ainsi, les bornes WiFi sont interdites dans tous les établissements accueillant des enfants de moins de 3 ans et son utilisation est restreinte aux activités pédagogiques dans les écoles primaires.

La maison associative familiale de Courbevoie (dans les Hauts-de-Seine) est équipée en LiFi ainsi que la section maternité de l'hôpital de Perpignan pour la consultation des dossiers des patients sur les ordinateurs des personnels de santé.

2.2.6 Économie d'énergie

La fonctionnalité duale des LED fait du mode de communication LiFi un système qui ne consomme que très peu d'énergie (l'adaptation du routeur sur le réseau d'éclairage est l'unique source de consommation) et peut même réduire la facture par rapport à des LED en éclairage continu.

Contrairement au LiFi, le routeur WiFi n'a pas de double fonctionnalité et sert uniquement pour l'échange de données, il y a donc un surplus d'énergie consommé pour cette activité.

2.2.7 Nouvelles applications des réseaux sans-fil

Certaines applications en récent déploiement comme la réalité virtuelle ou le guidage de robots/bras mécaniques par exemple, nécessitent un temps de latence très court ainsi que des débits importants, tous deux inaccessibles en WiFi. Ainsi la figure 2.6 disponible sur la *white paper* de l'entreprise Lucibel [17] définit les applications susceptibles d'utiliser la technologie sans fil du LiFi.

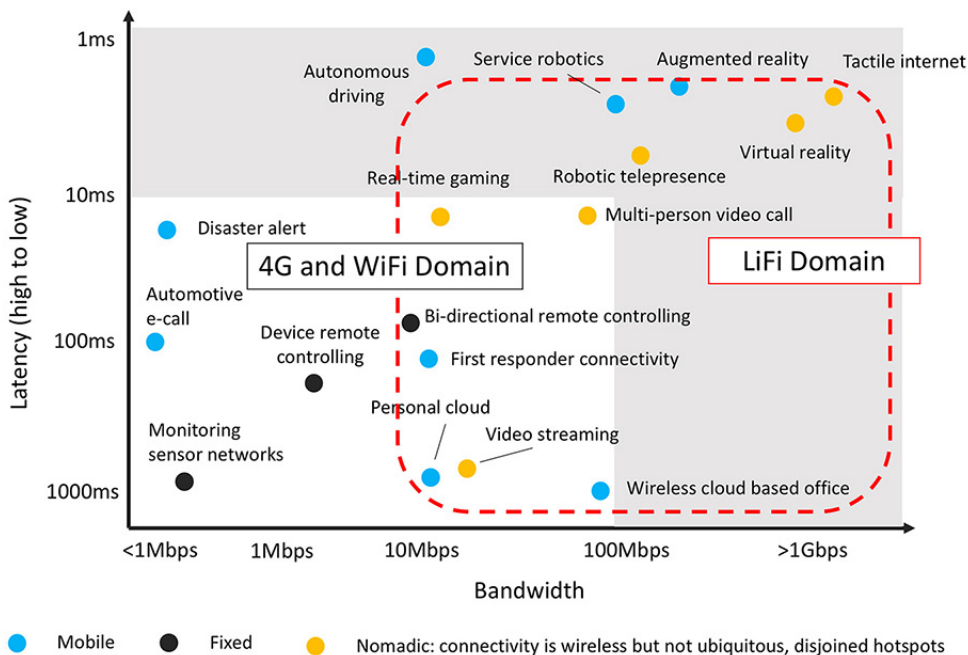


Figure 2.6 – Nouvelles applications du LiFi [17][18]

3.1 Émetteur - Ampoules LED

Fin 1980 début 1990, Shuji Nakamura [19], Isamu Akasaki et Hiroshi Amano [20] réussissent à créer les premiers cristaux d'arséniure de gallium (GaN) de bonne qualité optique permettant de concevoir la LED bleue de forte intensité en 1993. Ils recevront le prix Nobel en 2014 pour ces travaux [21]. Il faudra attendre les années 2010 pour que l'industrialisation d'ampoules blanches à base de LED bleue commence à investir le grand public. Seulement quelques années plus tard, ce mode d'éclairage est devenu un standard.

Les LED sont des sources de lumière incohérente, ce qui signifie qu'il n'y a pas d'interférences possibles entre des différentes ondes incidentes, on pourra donc appliquer la loi d'additivité des éclairagements dans le reste de l'étude.

Enfin, cette technologie d'éclairage n'étant pas basée sur le chauffage d'un filament mais sur des changements de niveaux d'énergies au sein d'un semi-conducteur, le délai d'allumage et d'extinction est amplement réduit par rapport aux ampoules à incandescence. Ceci permet de réfléchir à un « code Morse lumineux » basé sur des variations d'intensité lumineuse hautes fréquences de ces LED. On appellera cette technologie le LiFi.

Même si le LiFi est à l'origine conçu pour utiliser l'éclairage des bâtiments sans nécessiter de modifications propres, de nombreuses publications abordent le LiFi haut débit via des émetteurs micro LED [22] ou lasers [16][23] utilisés en multiples canaux. Ceci a permis d'atteindre à ce jour un débit maximal de 224Gbps [24] à 37,4 Gbps par canal.

Les débits maximaux atteints à ce jour par type d'émetteur sont les suivants :

- LED bleues avec luminophore : 2,32 Gbps / 1 canal [25]
- LED trois couleurs rouge, vert, bleu (+ ambre) : 16,92 Gbps / 4 canaux (4,9 Gbps/canal) [26]
- LED organique : 20 Mbps / 1 canal [27]
- Micro-LED : 11,95 Gbps / 1 canal [22]
- Laser : 224 Gbps / 6 canaux (37,4 Gbps/canal) [24]

Remarque : ces débits ne tiennent pas compte de l'influence du code de correction d'erreur nécessaire en condition réelle de communication (voir section 6.4.3).

En considérant que les photodiodes ont des réponses très précises même dans des fréquences supérieures à 100 GHz depuis les années 1990 [28], il est aisé d'en déduire que l'élément limitant à ce jour le débit de communication par LiFi reste la composante source lumineuse.

La recherche du LiFi depuis sa dizaine d'années d'existence a ainsi vu des tests en laboratoire tout d'abord avec les LED commerciales (LED bleues avec luminophore). Puis de nouveaux dispositifs d'émission sont utilisés dans les recherches actuelles dans le but d'augmenter le débit de transfert.

Ainsi, on voit maintenant apparaître des publications portant sur la communication par lumière visible en modulant des LED trois couleurs (RVB), des micro-LED et des lasers. Un état de l'art appliqué au LiFi pour chacun de ces dispositifs est détaillé dans les sous-sections suivantes.

3.1.1 LED bleues avec luminophore

Les premières études sur le LiFi ont débuté en utilisant des LED de faible puissance. En 2007, une équipe de l'université de Bremen en Allemagne propose le démonstrateur fonctionnel visible sur la figure 3.1.

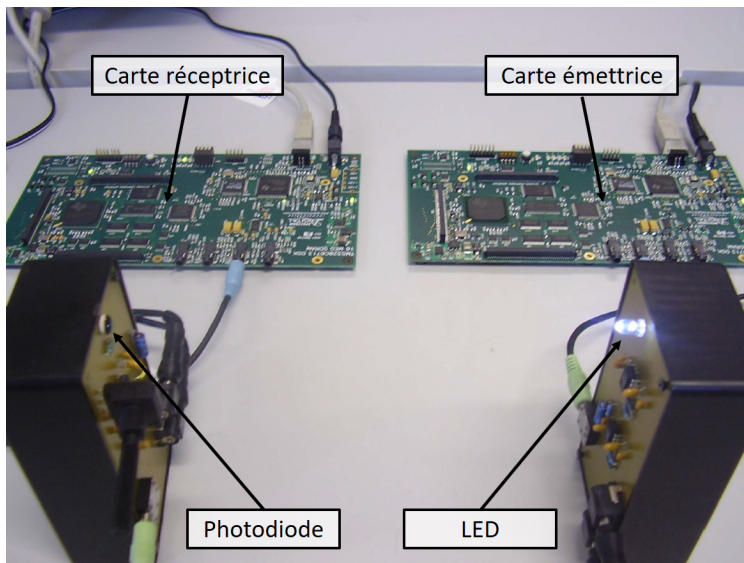


Figure 3.1 – Démonstrateur de communication LiFi réalisé en 2007 [29]

Ce démonstrateur est constitué de deux cartes électroniques munies de processeurs de signaux numériques (cartes DSP pour *Digital Signal Processor*) qui communiquent entre elles via le LiFi. Ces cartes (Texas Instruments TMS320C6000) sont facilement programmables et conçues pour effectuer des tâches de traitement du signal. Leur processeur permet une fréquence d'échantillonnage maximale de 96 kHz pour des entrées et sorties analogiques de 32 bits.

Les données numériques sont converties en données analogiques grâce au processeur de la carte émettrice, le signal ainsi généré sort de la carte pour être couplé avec une tension de polarisation qui permet de maintenir la LED allumée (boîtier à droite sur la figure 3.1).

Au niveau du récepteur, le boîtier comporte une photodiode qui reçoit les variations d'intensité de la LED et va ainsi générer un courant proportionnel à ces variations. Un amplificateur de transimpédance convertit le courant produit en tension pour qu'elle soit envoyée à la carte réceptrice. Cette dernière va alors effectuer une conversion analogique / numérique afin de récupérer les données initiales.

Ces résultats démontrent une possibilité de communication jusqu'à 90 cm avec un taux d'erreur de l'ordre de 1 bit erroné sur 100000.

Toujours en 2007, la couche de phosphore YAG, permettant la conversion d'une partie des photons bleus vers les couleurs jaunes, est pointée comme étant le facteur limitant le débit de la communication [30], [31]. En effet, cette couche de conversion limite la fréquence de coupure à quelques MHz tandis que l'ajout d'un filtre bleu pour capter uniquement les photons n'ayant pas subi de conversion permet d'atteindre jusqu'à 20 MHz de fréquence de coupure.

En 2009, l'université d'Oxford en partenariat avec Samsung Electronics® propose un système allant jusqu'à 100 Mbit/s avec une simple modulation tout ou rien couplé à une polarisation continue (OOK-NRZ) [32]. Ce débit a été atteint en ajoutant un étage de post égalisation physique (circuit RC) en aval du photodétecteur. Ce dernier permet de réduire les fortes amplitudes à basses fréquences pour augmenter celles sur les hautes fréquences, ce qui provoque un aplanissement de la réponse fréquentielle, obtenant ainsi une fréquence de coupure de 50 MHz.

Au final, on obtient une amélioration du débit telle qu'elle est illustrée sur la figure 3.2.

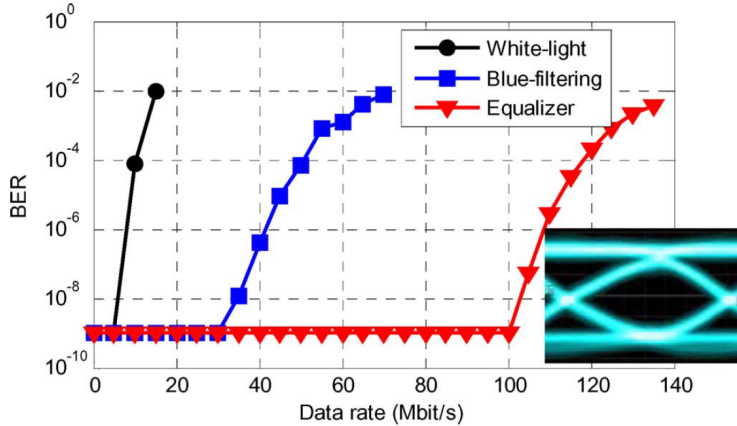


Figure 3.2 – Évolution du débit entre 2007 et 2009 [32]

Via l'utilisation de multiples étages d'égalisations et des techniques de traitement du signal de type « Bit Loading » (cf. section 6.4.1), des débits de 2,32 Gbps ont été atteints dès 2016 [25].

3.1.2 LED RVB(A)

Le luminophore étant le facteur limitant des LED standards du commerce, des études se sont penchées vers l'autre type de LED blanches, celles constituées d'une matrice de trois LED : une rouge, une verte et une bleue (avec éventuellement une quatrième de couleur ambre). Ceci permet à la fois de supprimer le ralentissement dû à la conversion de photons mais également de moduler chacune des trois LED pour multiplier d'autant le débit.

En 2012 une équipe de l'institut TeCIP de Sant'Anna (Italie) réalise une communication à un débit de 3,4 Gbps avec ce type de LED à raison de 1,5 Gbps maximum pour le canal bleu, légèrement plus rapide que les autres comme le démontre leurs travaux sur la figure 3.3.

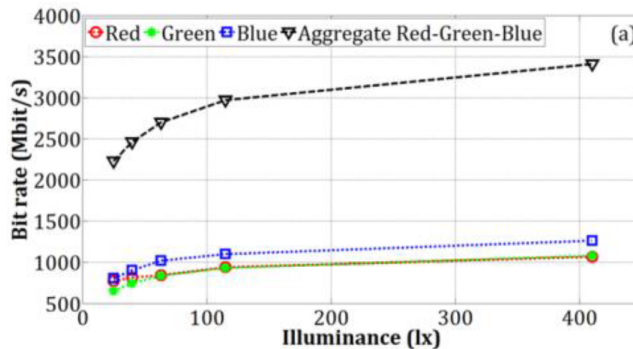


Figure 3.3 – Débit atteint par chacune des LED et débit total de la LED RVB [33]

Tandis que les recherches se concentrent dorénavant sur les micro-LED (cf. paragraphe 3.1.3), une équipe d'Edinburgh a récemment (en 2019) défini un nouveau record de communication jusqu'à 16,92 Gbps avec les LED RVBA via le système illustré sur la figure 3.4.

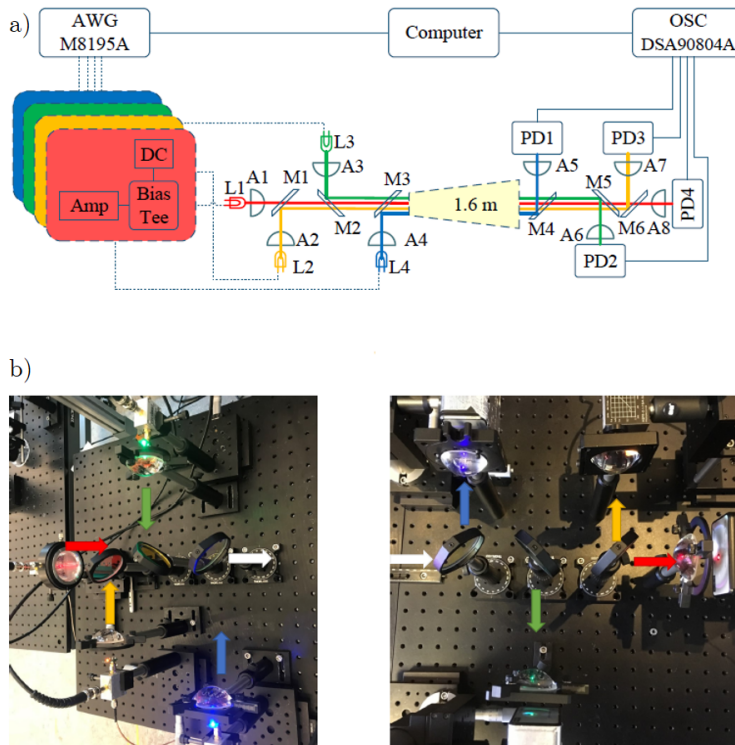


Figure 3.4 – Banc de test LiFi avec 4 LED de couleurs rouge, verte, bleue et ambre [26] - a) schéma de principe - b) photos de la réalisation pratique

Si les auteurs de la précédente publication [33] ont placé des lentilles focalisantes devant le récepteur, on observe sur le schéma a) de la figure 3.4 la présence de lentilles au niveau de l'émission et de la réception. Ceci permet d'augmenter grandement l'intensité lumineuse reçue par le récepteur et permet d'accroître le débit de transfert en proposant un meilleur rapport signal sur bruit (cf. chapitre 6.3.1). Cependant, le faisceau ainsi focalisé ne possède plus la fonction d'éclairage pour une pièce par exemple.

3.1.3 Micro-LED

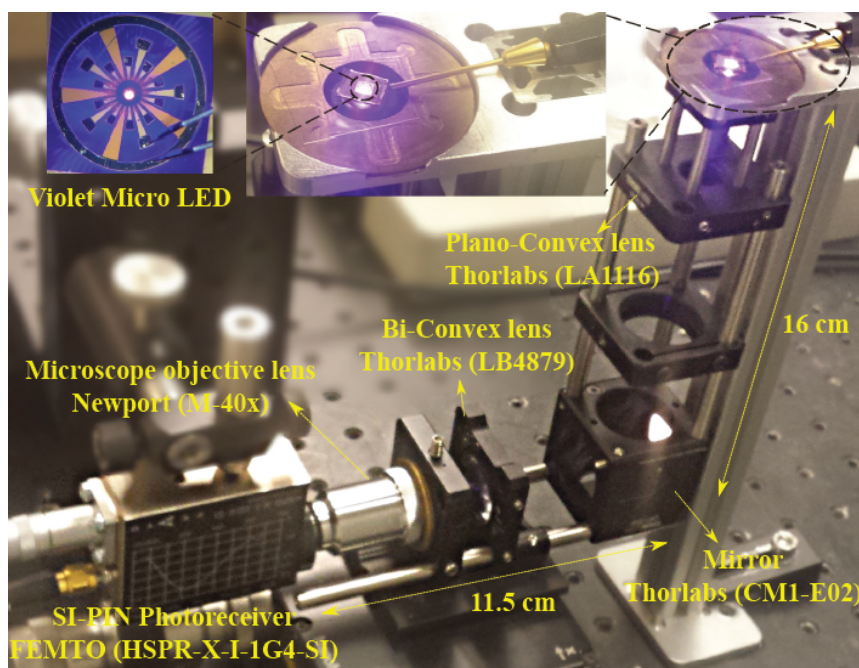
Le développement des LED inorganiques de nouvelles générations est lié à l'industrie de la microélectronique et à destination des marchés des téléviseurs et des écrans de téléphones portables.

La technologie micro-LED gagne en ce moment un grand intérêt avec notamment les entreprises Samsung[®] [34]-[36] et Apple[®] [37]-[39] qui effectuent de nombreuses recherches sur cette technologie afin de préparer la technologie d'écrans qui se substituera à la technologie LED organiques (OLED).

Jusqu'en 2010, les écrans étaient conçus avec un éclairage de LED blanches en face arrière puis une matrice de cristaux liquides (LCD) laissait passer une certaine quantité de lumière sur des filtres rouges, verts ou bleus constituant les pixels. Après 2010, les écrans OLED font leur apparition, ce type de LED est de taille beaucoup plus réduite, permettant ainsi qu'un pixel soit représenté par une LED rouge, verte ou bleue. Le grand avantage de cette technologie étant le contraste puisque pour

afficher une couleur noire, le pixel s'éteint complètement au lieu de simplement bloquer le trajet de la lumière dans la technologie LCD.

La technologie OLED a donc été testée pour des applications de communication avec une bande passante de quelques centaines de kHz au maximum ainsi qu'une efficacité lumineuse deux fois inférieure à celle d'une LED standard [40]. Fin 2010, les LED inorganiques reviennent sur le devant de la scène en version réduite sous le terme de micro-LED. Leur taille de l'ordre de 20-60 μm , dorénavant plus petite qu'un pixel leur permet donc une intégration selon le même schéma que les OLED, obtenant ainsi le même contraste (affichage du noir par extinction de la LED) tout en conservant une haute efficacité lumineuse. La particularité intéressante pour les applications de communication visible est son temps de réponse amplement amélioré jusqu'à quelques centaines de MHz [22], [41]. En 2017, des chercheurs de l'université d'Edinburgh, Glasgow et Cambridge proposent le système illustré sur la figure 3.5.



Ce système a permis d'obtenir un débit de 7,91 Gbps, cela constitue actuellement le record pour une émission par micro-LED.

3.1.4 Lasers

Les lasers sont déjà utilisés pour transmettre des signaux dans les fibres optiques actuelles. En effet, la fibre optique actuelle est basée sur une émission laser à 1550 nm (bande de faible atténuation spectrale du verre qui compose la fibre). La technologie fibre optique, auparavant réservée à des usages nécessitant des forts débits (serveurs ou bus de données), arrive maintenant jusqu'au domicile du particulier (FTTH : Fiber To The Home). A partir de là, le signal optique est transformé en signal électrique compatible avec les équipements dont le routeur internet. Ce procédé ralentit grandement le débit qui est alors de l'ordre de 500 Mbps.

Des études ont montré des débits de l'ordre du Tbps [42], [43] lorsque l'équipement détecte directement la modulation lumineuse issue de la fibre qui arrive alors jusqu'au plafond du domicile. La

communication inclut donc une partie du chemin en espace libre (sans support telle la fibre optique). Mais ce type de communication nécessite des alignements de faisceaux difficilement réalisables hors laboratoire.

En 2015, Gomez *et al.* [24] réalisent une communication de 112 Gbps avec trois lasers donnant chacun un débit de 37,4 Gbps. Cette communication est réalisée en traversant trois mètres d'air libre et le spot généré forme un cône de lumière de 30°. La communication est même poussée jusqu'à 224 Gbps avec 6 lasers fournissant un cône de lumière de 18°. Même si cette transmission est effectuée avec des longueurs d'ondes infrarouges, cette publication constitue une preuve de concept pour l'utilisation de communication laser en espace ouvert et non focalisé. Ainsi, elle sert de référence record pour les débits atteignables avec une communication laser LiFi.

Par ailleurs, en combinant trois lasers (rouge, vert et bleu) suivis d'un réseau de micro lentilles pour homogénéiser le signal, on obtient une lumière blanche comparable à un spot d'éclairage en conservant le temps de réponse des lasers [44].

3.2 Récepteur

Un récepteur LiFi doit détecter des variations lumineuses à hautes fréquences et les convertir en signaux électriques pour ensuite récupérer l'information sur un ordinateur.

Au regard de ces critères, la technologie photovoltaïque paraît une solution évidente et c'est celle qui est utilisée actuellement par l'ensemble de la communauté au travers de l'utilisation des photodiodes.

En effet, le phénomène photovoltaïque permet, grâce à un dispositif constitué d'un matériau semi-conducteur, de générer une énergie électrique quand la structure est soumise à un éclairage. Selon sa surface, on peut distinguer deux types de dispositifs :

- Photodiodes (surface souvent inférieure au mm^2) : le but est la détection de lumière. Elles sont réalisées avec des matériaux semi-conducteurs de qualité électronique, leur réponse est optimisée mais le signal qu'elles produisent est trop faible et nécessite une amplification ;
- Cellules PV (surface de quelques cm^2) : l'objectif est la génération d'une puissance électrique. Pour des raisons de coût de production, les matériaux utilisés sont moins élaborés, les techniques de réalisation permettent alors de réaliser des dispositifs présentant des surfaces de collectes très étendues et l'utilisation de la sortie est conditionnée par l'impédance de charge qui sera connectée.

Cette étude intervient à cette étape en vue de remplacer les photodiodes par des cellules ou modules photovoltaïques tels que ceux utilisés actuellement dans des applications de récupération d'énergie issue des rayons solaires et leurs transformations en puissance électrique. En effet, à l'instar des photodiodes, la puissance que les cellules PV fournissent est proportionnelle à l'intensité de lumière incidente, on peut à ce titre prévoir leur intégration en tant que récepteur LiFi.

3.2.1 Critères de qualité des récepteurs LiFi

Le récepteur LiFi idéal doit répondre à certaines conditions dépendantes de son emplacement d'intégration :

- Facilité d'intégration : il doit être implémenté dans un appareil sans porter atteinte à son apparence ;
- Omni-directionnalité : il doit pouvoir capter le signal LiFi, pour tous les angles d'incidences ;
- Faible sensibilité aux conditions environnementales : différences de température, d'éclairage solaire, ombrage ... ;
- Récepteur universel : intégrable dans un robot de cuisine comme dans un téléphone, un pot de fleur, ... de nombreux objets du quotidien qui sont amenés à faire partie de l'Internet des objets ;

- Auto adaptatif : un récepteur doit pouvoir détecter le signal provenant de plusieurs types de LED ;
- Fonctionnement à hautes fréquences : pour garantir une connexion haut débit ;
- Faible consommation : la gestion de l'énergie est un point crucial. Cette technologie étant une technique de communication sans-fil, elle est principalement destinée à des appareils nomades, ainsi il faut que le récepteur consomme un minimum d'énergie (ou même être énergétiquement autonome, on parle alors de détecteur passif) ;
- Faible coût : pour devenir un système de communication accessible au grand public, il est nécessaire de réduire au maximum les coûts d'industrialisation.

Au regard de ces spécifications, les principaux défauts de la photodiode sont :

- Une réception directionnelle : la photodiode, généralement de petite dimension, reçoit le signal sur un cône de réception réduit, rendant la détection en incidence rasante difficile ;
- Sa faible surface de réception : un objet de petite taille peut couper toute la liaison directe ;
- Un fonctionnement dégradé lors de forts éclairagements continus : la réception LiFi est largement affectée en cas d'éclairage solaire qui s'ajoute au signal utile [1], [2] ;
- Sa consommation : la photodiode nécessite une source électrique pour alimenter l'amplificateur de transimpédance nécessaire à son fonctionnement.

De par leurs caractéristiques, les cellules ou les modules photovoltaïques doivent pouvoir permettre de palier certains de ces défauts et c'est pourquoi cette thèse vise à démontrer les possibilités et les limites des cellules et modules photovoltaïques pour l'utilisation en tant que récepteur LiFi.

3.2.2 Évolution des dispositifs de réception

Photodiodes

Les photodiodes sont utilisées pour toutes les communications haut débit citées dans la section 3.1. En revanche, leurs références ainsi que leurs performances ne sont que très rarement énoncées. Les deux types généralement utilisés pour la réception du LiFi sont les photodiodes à avalanche (APD) et à zone intrinsèque (PIN).

Les APD sont polarisées avec une forte tension inverse (typiquement 200V) pour accélérer fortement les électrons générés. Ces derniers vont ainsi entrer en collision avec d'autres électrons, provoquant ainsi un phénomène « d'avalanche » qui, à partir d'un photon, crée plusieurs paires électrons-trous.

Les PIN sont de simples jonctions PN pour lesquelles on a inséré une zone non dopée (intrinsèque) qui va donc augmenter la taille de la zone de charge d'espace (ZCE), augmentant ainsi la probabilité de création d'une paire électron-trou au sein même de la ZCE, zone où l'électron et le trou se séparent. Ceci permet en outre de diminuer la capacité électrique de la photodiode, facteur pouvant limiter la bande passante du détecteur. Cette capacité est définie par $C = \epsilon \frac{S}{e}$ avec ϵ la permittivité du diélectrique, S la surface et e la largeur de la zone de charge d'espace (ZCE).

Le matériau usuel pour la conception des photodiodes est le silicium. Au sein de celui-ci, les électrons se déplacent à une vitesse maximale (drift) de l'ordre de $10^6 - 10^7 \text{ cm.s}^{-1}$ sous un champ électrique intense. C'est ce facteur qui est la limite théorique délimitant la réponse fréquentielle de la photodiode. Ainsi, si l'on considère un photodétecteur d'une épaisseur de 100 μm , un électron généré au centre du dispositif mettra entre 0,5 et 5 ns pour arriver à l'électrode et participer au courant que l'on mesure. La fréquence de coupure résultante est donc comprise entre 0,2 et 2 GHz. Pour aller au delà, des photodiodes en arséniure de gallium (GaAs) sont utilisées. Ces dernières sont déposées en couches minces de quelques microns d'épaisseur. De plus, la vitesse de drift des porteurs de charges dans le GaAs peut être environ deux fois supérieure à celle dans le silicium, le tout permettant des fréquences de coupure de l'ordre de quelques centaines de GHz.

Cellules et modules photovoltaïques (PV)

Les publications mentionnant l'étude de cellules PV pour détecter la modulation LiFi sont peu nombreuses et plusieurs technologies sont utilisées. La première filière PV à avoir été essayée est la plus répandue sur le marché de la récupération d'énergie PV actuellement : le silicium cristallin (c-Si).

Silicium cristallin

Les cellules PV en c-Si ont été largement étudiées depuis les années 1950-60 [45]-[48]. À la fin des années 70, leur application en tant que détecteur optique est étudiée théoriquement par la NASA [49] et expérimentalement avec une cellule de 1 cm^2 par l'université technologique de Floride [50]. Les résultats font état d'une fréquence de coupure de 3,75 MHz pour un fonctionnement en courant de court-circuit et de 909 Hz en relevant les variations de tensions au point de fonctionnement de la cellule (sans utilisation d'un amplificateur de transimpédance). Cette différence de comportement sera explicitée dans la section 10.3 de ce manuscrit.

En 2013, l'université de Kyungshing en Corée utilise une cellule PV en c-Si pour la récupération simultanée de données et d'énergie [51]. Ainsi, la cellule PV reçoit un éclairage solaire (contrôlé en intensité par un écran solaire) en parallèle de la modulation LED (sinusoïdale). Le débit de la communication est de 3 kbps et le rendement de conversion énergétique d'environ 20%.

Une année plus tard, en 2014, l'université d'Edinburgh présente un système LiFi avec réception par module PV composé de 36 cellules en silicium polycristallin pour une dimension totale de $25 \times 27 \text{ cm}^2$ [52]. De plus, ils utilisent une modulation de type OFDM avec bit loading ce qui leur a permis d'atteindre un débit maximal de 7 Mbps tout en conservant la récupération d'énergie en parallèle. Une démonstration de cette publication est proposée lors d'une deuxième présentation TED de Harald Haas [53].

En 2016, une autre équipe coréenne de l'université de Yonsei propose une amélioration de la réception par un module PV c-Si en utilisant une partie de l'énergie produite pour polariser le module en inverse [54]. Ceci améliore ainsi sa réponse fréquentielle et permet une communication jusqu'à 17,05 Mbps.

CIGS et silicium amorphe

En 2015, l'entreprise Sunpartner Technologies en collaboration avec le CEA comparent les performances d'un module de technologie CIGS (Cuivre, Indium, Gallium, Sélénium) avec une cellule de silicium amorphe (a-Si) [55]. Les résultats tendent à démontrer une meilleure détection par le module CIGS dans des conditions d'éclairage standard en intérieur à 330 lux (le débit atteint est alors de 8Mbps). En revanche, les auteurs effectuent une simulation d'éclairage solaire parasite avec un rajout d'éclairage LED DC intense en parallèle de l'éclairage LED modulé et observent cette fois-ci une meilleure résistance à la perturbation pour la cellule en silicium amorphe.

Organique

En parallèle des premiers travaux sur le a-Si et le CIGS, la première démonstration de réception LiFi par une cellule en photovoltaïque organique (OPV) est dévoilée dans un travail commun entre des universités du Royaume-Uni et de Chine [56]. La figure 3.6 illustre l'architecture de la cellule organique utilisée dans l'étude et le banc expérimental.

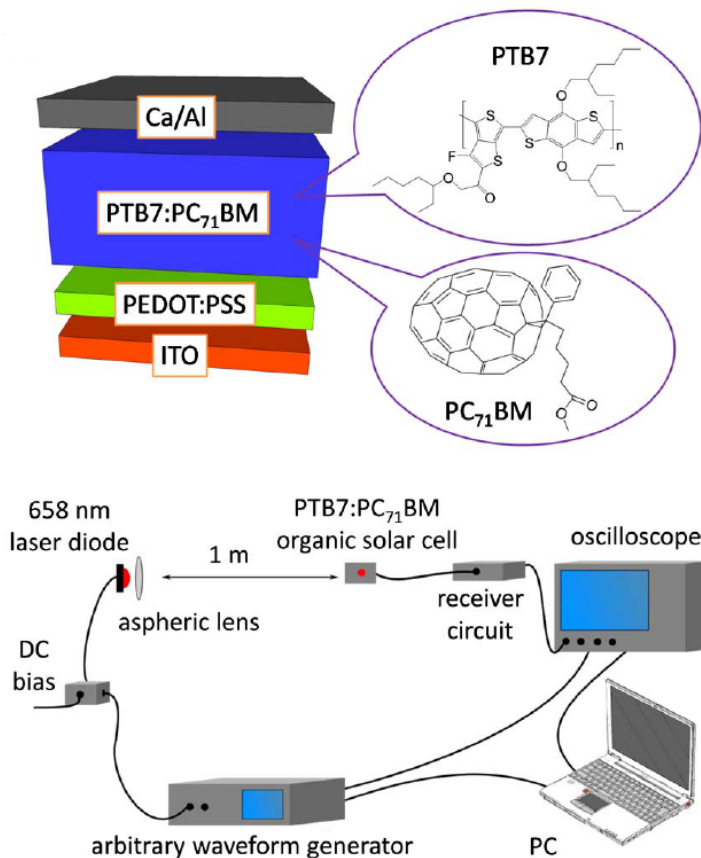


Figure 3.6 – Architecture de la cellule OPV et banc LiFi [56]

Il est à noter que dans cette étude, l'émetteur est une diode laser. La focalisation du laser permet une forte intensité reçue par la cellule. Un circuit est également placé en réception pour séparer le signal AC (contenant l'information) et le signal DC (contenant la puissance générée). Les résultats démontrent une forte variation du débit atteignable en fonction de la résistance de charge de la cellule donc en fonction de son point de fonctionnement. En effet, en relevant la fluctuation de tension induite par la cellule, si la résistance est importante on se rapproche d'une polarisation à V_{co} qui possède moins de variation qu'une polarisation plus basse (variation en logarithme par rapport à l'éclairement comme le montre l'équation (10.1)). Ainsi, le débit atteint pour une faible résistance est de 42,3 Mbps et la moitié seulement avec une forte résistance de charge. Dans l'autre sens, l'implémentation de la branche de communication ne modifie pas la puissance récupérée par la branche DC.

Arséniure de gallium

À ce jour, la communication LiFi présentant le plus haut débit avec une réception par PV à été faite avec une cellule PV en arséniure de gallium (GaAs). Cette étude issue d'une collaboration entre l'université d'Edinburgh et l'institut Fraunhofer démontre les capacités d'une cellule PV GaAs de 0,79 mm² [57]. Cette petite surface permet en outre de réduire la capacité équivalente de la cellule et donc d'augmenter sa réponse fréquentielle pour atteindre 24,5 MHz de bande passante. Afin de garantir une caractérisation uniquement de la cellule, il est nécessaire que l'émetteur ait une fréquence de coupure supérieure. Les auteurs de cette étude utilisent donc une émission par laser à 847 nm (maximum de réponse de la cellule). Le débit maximal atteint fût de 0,5 Gbps avec une modulation de type OFDM.

3.3 Modulation de l'intensité lumineuse

La modulation désigne le moyen de coder les données. Dans le cas du numérique, on peut utiliser les modulations simples à deux niveaux (binaires) ou plus complexes, souvent pour augmenter le débit de transfert d'information. Les différentes modulations utilisées actuellement pour le LiFi sont répertoriées dans le schéma de la figure 3.7.

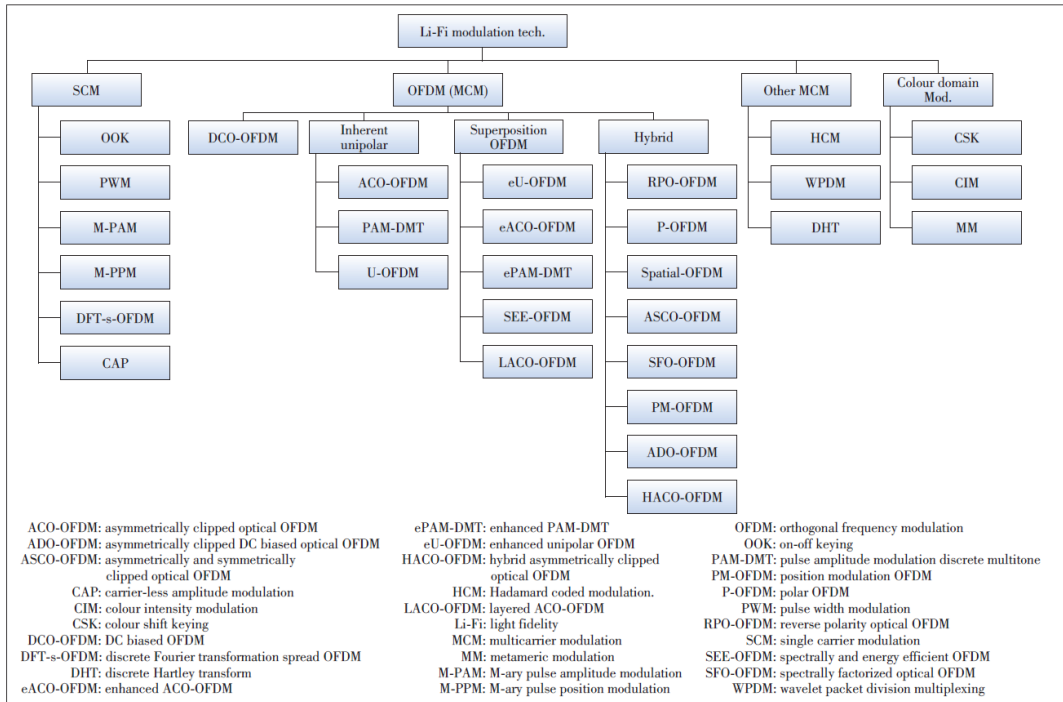


Figure 3.7 – Liste des modulations utilisées pour le LiFi [58]

On distingue deux grandes catégories de modulations : celles à porteuse unique (SCM) et celles à porteuses multiples (MCM).

Dans la première catégorie, on retrouve des modulations simples telles que :

- l'OOK (On Off Keying) : la LED éteinte correspond à l'émission d'un 1 et la LED allumée correspond à l'envoi d'un 0 ;
- la PWM (Pulse Width Modulation) : l'information est codée sur la largeur du rapport cyclique d'un signal carré.

La seconde catégorie contient principalement des variantes de la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Cette dernière, inventée par R. W. Chang en 1966 [59] est actuellement utilisée par les réseaux 4G, TNT, WiFi et bien d'autres applications nécessitant un débit important. Une adaptation rapide permet son utilisation pour des signaux lumineux non cohérents tels que ceux produits par une LED. La section 5 de ce document explicite le fonctionnement de ce type de modulation.

3.4 État de l'art industriel du LiFi

3.4.1 Industriels du LiFi

Depuis quelques années, certaines entreprises se sont positionnées sur le marché du LiFi. Une liste non exhaustive des entreprises travaillant de près ou de loin sur le LiFi est proposée :

- ARMOR (France)
- Bee engineering (France)
- CEA (France)
- *Lucibel (France)
- *Oledcomm (France)
- Acuity Brands (États-Unis)
- Casio (Japon)
- Fraunhofer-Gesellschaft (Allemagne)
- *fSONA (États-Unis)
- General Electric (États-Unis)
- *Lightpointe (États-Unis)
- *LVX Systems (États-Unis)
- *Nakagawa Lab (Japon)
- *Outstanding Technology (Japon)
- Panasonic (Japon)
- Philips (Pays-Bas)
- *PureLiFi (Royaume-Uni)
- Samsung (Corée du sud)
- Siemens (États-Unis)
- *Sisoft (Mexique)
- Stins Coman (Russie)
- Toshiba (Japon)
- *Velmenni (Estonie)

* : entreprises dont le LiFi est l'une ou la discipline principale

3.4.2 Dispositifs commerciaux

Cette partie présente les solutions commerciales de trois entreprises du secteur LiFi et leurs performances. Ceci démontre la maturité de cette technologie, maintenant prête pour les marchés du grand public.

Lucibel

La société Lucibel a été créée en 2008 par Frédéric Granotier, elle est spécialisée dans le secteur de l'éclairage LED, principalement destiné aux professionnels.

En mars 2014, la société s'introduit sur le marché du LiFi en proposant une solution LiFi pour les musées. Une année plus tard, un partenariat est noué avec l'entreprise Schneider Electric pour créer des solutions de « marketing émotionnel » basées sur la technologie LiFi.

En novembre 2015, Lucibel s'associe à l'entreprise PureLiFi, ce qui mènera au premier luminaire LiFi industrialisé, le spot « ORES » sorti en septembre 2016. Seulement un mois plus tard, la ville de Courbevoie est la première à implémenter la solution LiFi de Lucibel dans une maison familiale (structure dédiée à la famille et à la petite enfance) pour être en accord avec l'entrée en vigueur de la loi Abeille.

En septembre 2017, Citelum (groupe EDF) et Lucibel s'associent pour répondre à des appels d'offres pour l'économie d'énergie et la communication LiFi.

En juin 2018, la société rend le LiFi accessible au grand public en installant sa solution au Libris Café de la médiathèque Jacques-BAUMEL, dans la même ville que son siège social : Rueil-Malmaison.

Pour observer l'évolution de l'entreprise dans le secteur du LiFi, on compare ci-dessous le premier spot LiFi de la marque (à gauche) avec la deuxième génération (à droite). Ici, la liaison descendante est assurée par la lumière visible (LED) tandis que la liaison montante par une lumière infrarouge. Ceci pour éviter un spot de lumière visible sur la clé USB, qui éblouirait l'utilisateur. De plus, cela peut générer un débit asynchrone, plus rapide en descente car c'est le sens dans lequel transite généralement la plupart des données.

En septembre 2016, Lucibel est la première entreprise à commercialiser une solution LiFi et une évolution du spot d'éclairage ainsi que de la clé USB réceptrice sont proposées dès novembre 2018. La comparaison entre les deux versions, présentées ci-dessous, permet d'observer l'évolution de la technologie de ce fabricant en deux années. On remarque une grande diminution des coûts ainsi qu'un allègement et une miniaturisation de la clé usb réceptrice.

Remarque : la clé usb réceptrice est issue d'un partenariat avec l'entreprise PureLiFi présenté dans cette même sous-section.



Émetteur (Spot LED)	
Modèle	ORES
Débit Down max théorique (Mbps)	42
Nombre d'utilisateurs max par spot	8
Interface réseau	RJ45
Efficacité lumineuse (lm/W)	50
Puissance consommée (W)	35
Dimensions (mm)	∅ 220 , H 113
Prix (€)	1500
Récepteur (Clé USB)	
Modèle	LIFIKEY.01
Poids (g)	100
Dimensions (mm)	101 x 45 x 21
Prix (€)	800

Émetteur (Spot LED)	
Modèle	ORES Gen2
Débit Down max théorique (Mbps)	54
Nombre d'utilisateurs max par spot	16
Interface réseau	RJ45
Efficacité lumineuse (lm/W)	63
Puissance consommée (W)	30
Dimensions (mm)	∅ 220 , H 104
Prix (€)	750
Récepteur (Clé USB)	
Modèle	CLELIFI.01
Poids (g)	42
Dimensions (mm)	85 x 29 x 10
Prix (€)	350

Oledcomm

Oledcomm est une entreprise créée en 2012 et issue des recherches sur le LiFi menées à l'université de Paris-Saclay depuis 2005.

Cette même année, la SNCF installe le système de géolocalisation « LiFi Tag » d'Oledcomm dans la gare Montparnasse. Une année plus tard, en 2013, la SNCF expérimente la solution LiFi de Oledcomm pour les TGV pendant que Thalès l'installe dans ses bureaux et qu'EDF l'inclut dans son projet Smartcity.

Fin 2015, début 2016, l'entreprise installe 94 lampadaires de rue (77 à Saclay et 17 à Meyrargues) permettant l'accès au site de la ville et aux horaires d'ouverture des commerces. La connexion descendante est assurée par le LiFi tandis que la voie montante utilise le bluetooth. Simultanément, Oledcomm continue d'installer son « LiFi Tag » couplé à la localisation dans les musées du Grand Curtius à Liège en Belgique et de La carte à jouer à Issy les moulineaux en France. Puis, l'entreprise propose cette même solution pour des grands commerces : trois supermarchés E-leclerc (Rennes,

Reims et Paris), un supermarché Intermarché (Crécy la chapelle) et un supermarché Leroy-Merlin à Pékin, Chine.

En 2018, Oledcomm change de direction technologique en utilisant le domaine infrarouge de la lumière pour émettre et recevoir les données à la place de la lumière visible. C'est donc une solution complémentaire d'un éclairage standard qui est conservé. Ainsi, l'entreprise inaugure une lampe de bureau « MyLiFi » utilisant cette nouvelle technologie. Une année plus tard, Oledcomm confirme son changement technologique en proposant le spot plafonnier « LiFiMax », dont la mise sur le marché est effectuée en septembre 2019. Ces deux produits sont comparés ci-dessous afin d'observer l'évolution de l'entreprise.



Émetteur (Lampe LED)	
Modèle	MyLiFi
Débit Down max théorique (Mbps)	13
Nombre d'utilisateurs max par spot	1
Interface réseau	PoE
Efficacité lumineuse (lm/W)	53
Puissance consommée (W)	15
Dimensions de la tête (mm)	∅ 200 , H 90
Prix (€)	699
Récepteur (Dongle USB)	
Modèle	TxRx-MLF-USB-23M
Poids (g)	80
Dimensions (mm)	∅ 64 , H 17
Prix	vendu avec l'émetteur

Émetteur (Point d'accès)	
Modèle	LiFiMax
Débit Down max théorique (Mbps)	100
Nombre d'utilisateurs max par spot	16
Interface réseau	PoE
Efficacité lumineuse (lm/W)	/
Puissance consommée (W)	/
Dimensions du point d'accès (mm)	∅ 110 , H 25
Prix (\$)	< 1000 (annoncé)
Récepteur (Dongle USB)	
Modèle	LiFiMax Dongle
Poids (g)	100
Dimensions (mm)	∅ 63 , H 17
Prix	vendu avec l'émetteur

PureLiFi

L'idée de la création de cette entreprise a débuté en 2009 avec le projet « D-light » qui visait la création d'une ampoule LED capable de transmettre de l'information à un débit de 100 Mbps. Le succès de cette preuve de concept mena à la création de l'entreprise « pureVLC » par Harald Haas et Mostafa Afgani en 2012. Une collaboration avec « Cisco » mène au lancement du premier produit de l'entreprise, le « Li-1st », en septembre 2013. Ce produit, illustré sur la figure 3.8 permet une connexion bidirectionnelle avec un débit maximum de 11,5 Mbps.



Figure 3.8 – Première solution LiFi commerciale, nommée « Li-1st » par pureVLC

En janvier 2014, la société est renommée « pureLiFi » en l'honneur de l'intitulé proposé par son co-fondateur Harald Haas durant sa conférence TED en 2011.

L'une des principales problématiques du Li-1st étant la portabilité, pureLiFi inaugure un second produit nommé « Li-Flame » en mars 2015 et représenté sur la figure 3.9.



Figure 3.9 – Solution LiFi « Li-Flame » de pureLiFi

Cette solution représente la première version « portable » du récepteur bidirectionnel LiFi à placer sur l'appareil à connecter.

En novembre 2015, Harald Haas démontre la possibilité de réceptionner un signal LiFi avec un module photovoltaïque durant sa deuxième conférence TED en 2015.

Précisément une année après le développement du « Li-Flame », l'entreprise lance le premier dongle USB LiFi nommé le « LiFi-X » (figure 3.10).



Figure 3.10 – Premier dongle USB LiFi « LiFi-X » créé par pureLiFi

Par comparaison avec la précédente version, on observe une très grande diminution des dimensions de l'appareil, ce qui permet d'avoir une réelle portabilité sur l'appareil.

Fin 2015, pureLiFi et Lucibel forment un partenariat pour lancer le premier luminaire intégré (Spot ORES de Lucibel) en septembre 2016.

En octobre 2017, le dongle USB de pureLiFi est encore réduit pour atteindre des dimensions standard de clé USB avec la « LiFi-XC » sur la figure 3.11.



Figure 3.11 – Dongle USB LiFi « LiFi-XC » de pureLiFi

Ce dongle ainsi réduit permet des intégrations que l'entreprise propose dans une housse de téléphone ou encore dans un ordinateur portable (voir figure 3.12).



Figure 3.12 – Exemples d'intégration présentés par la société PureLiFi

Enfin, en novembre 2018, PureLiFi et son partenaire Lucibel lancent la seconde génération de spots d'éclairage intégré compatible LiFi (Spot ORES Gen2 de Lucibel).

Conclusion de la partie I :

Le LiFi est une méthode de communication sans-fil utilisant des modulations d'amplitudes de la lumière pour encoder l'information. Il se place parmi les nombreuses catégories de l'OWC comme un moyen de connexion à internet ou de transmission de données numériques plus bas débit à des distances de l'ordre du mètre.

Les applications visées sont nombreuses et principalement orientées autour d'une capacité à transmettre de l'information cumulée à des aspects de géolocalisation. On note également l'apparition de nouvelles applications qui utilisent cette technologie pour les débits atteignables ainsi que la latence très faible due à la transmission par photons.

Ce domaine étant encore récent, on observe que les laboratoires travaillant sur ce sujet ont tendance à se focaliser sur leurs domaines historiques d'expertises. Ainsi, le LiFi peut être séparé en trois domaines : les émetteurs (LED ou laser), les récepteurs (photodiodes ou cellules PV) et la modulation du traitement du signal. La recherche sur les émetteurs sont une course aux débits les plus importants tandis que celle sur la modulation vise plutôt à l'économie d'énergie. Les récepteurs quant à eux ne font que peu l'objet de recherches car les photodiodes, développées dans les années 1990 pour les fibres optiques, permettent des fréquences de fonctionnement très élevées. En revanche, certaines recherches telles que cette thèse portent sur l'utilisation de cellules PV à la place des photodiodes dans l'objectif d'une génération d'énergie en simultanée, permettant notamment une détection passive.

Au final, cette partie a été conclue par une présentation rapide des solutions commerciales afin de démontrer la maturité extrêmement rapide de cette technologie. On peut remarquer que les solutions commerciales actuelles permettent des débits du même ordre de grandeur que le bien connu WiFi, seulement cinq années après la présentation de la première solution LiFi, proposée par PureLiFi fin 2013.

PARTIE II

BANC DE CARACTÉRISATION : ÉTUDE ET PRINCIPE

Amplitude (u.a.)

4	Motivations	41
4.1	Chaîne de communication LiFi	41
4.2	Banc de mesure : premières orientations	42
4.2.1	Mesure de la fonction de transfert d'un photorécepteur LiFi	42
4.2.2	Influence du canal de propagation optique	43
4.2.3	Présence de bruit	44
5	Modulation OFDM adaptée au LiFi	47
5.1	Principe	47
5.2	Construction d'un symbole OFDM	48
5.3	Construction d'un symbole DCO-OFDM	50
5.4	<i>Cyclic Prefix</i> - OFDM	53
6	Critères de performances	57
6.1	Préambule	57
6.2	Critères basés sur la fonction de transfert	58
6.2.1	Estimation en présence de bruit	58
6.2.2	Module/diagramme de Bode	59
6.2.3	Réponse impulsionnelle	60
6.3	Critères liés au bruit	61
6.3.1	Rapport signal sur bruit par fréquence	61
6.3.2	Densité spectrale de puissance du bruit	62
6.4	Taux d'erreur sur les données	63
6.4.1	Egalisation/Partitionnement	63
6.4.2	Taux d'erreur fréquentiel sur les données	64
6.4.3	Taux d'erreur sur les bits	64
6.5	Autres grandeurs	65
6.5.1	Débit de la communication	65
6.5.2	Indice d'orthogonalité	66

Fréquence de transmission (MHz)

Le LiFi est une nouvelle thématique de recherche au sein du laboratoire. Notre équipe étant spécialisée dans le photovoltaïque, l'objectif de ce projet est de déterminer si les cellules et modules PV, que nous caractérisons actuellement pour leurs rendements énergétiques, pourraient aussi servir de récepteur pour la technologie LiFi et quelles seraient leurs performances pour cette application. En effet, pour ce projet, nos méthodes de caractérisations habituelles (statiques) comme les courbes $I(V)$ ne donnent pas d'indication sur les performances dynamiques des échantillons. Pour obtenir cette information, nous avons dû construire un nouveau banc de test.

Dès le début du projet, nous avons souhaité nous placer au plus près de l'utilisation finale. Ainsi, le banc est réalisé en suivant le même schéma que pour une communication LiFi réelle. Le premier chapitre de cette partie décrit les contraintes que nous avons identifiées avec cette chaîne de télécommunication ainsi que la méthode de calibration choisie.

Toujours dans le but d'être au plus près de l'utilisation finale et pour optimiser la caractérisation fréquentielle, nous avons sélectionné un type de modulation multifréquentielle, adaptation pour le LiFi de la modulation utilisée pour le WiFi, la 4G, la TNT, ... ainsi que toutes les communications numériques à haut débit. Le grand avantage de cette modulation pour notre banc est de permettre la caractérisation d'une large bande fréquentielle en simultané. Ainsi, le deuxième chapitre de cette partie est consacré à l'explication et le processus de construction de ce type de signaux.

Enfin, nous terminerons cette partie en listant les différents critères de performances dynamiques que nous pourrions obtenir grâce à l'analyse comparative des signaux émis par la LED et reçus par les cellules et modules PV. Les performances LiFi de tous nos échantillons seront quantifiées dans la dernière partie de ce manuscrit, en fonction de ces critères de performances.

Motivations

4.1 Chaîne de communication LiFi

Le schéma fonctionnel d'une chaîne de télécommunication numérique par la lumière visible LiFi est représenté sur la figure 4.1 avec $s(t)$ et $y(t)$ les modulations de tensions des signaux analogiques respectivement émis et reçus.

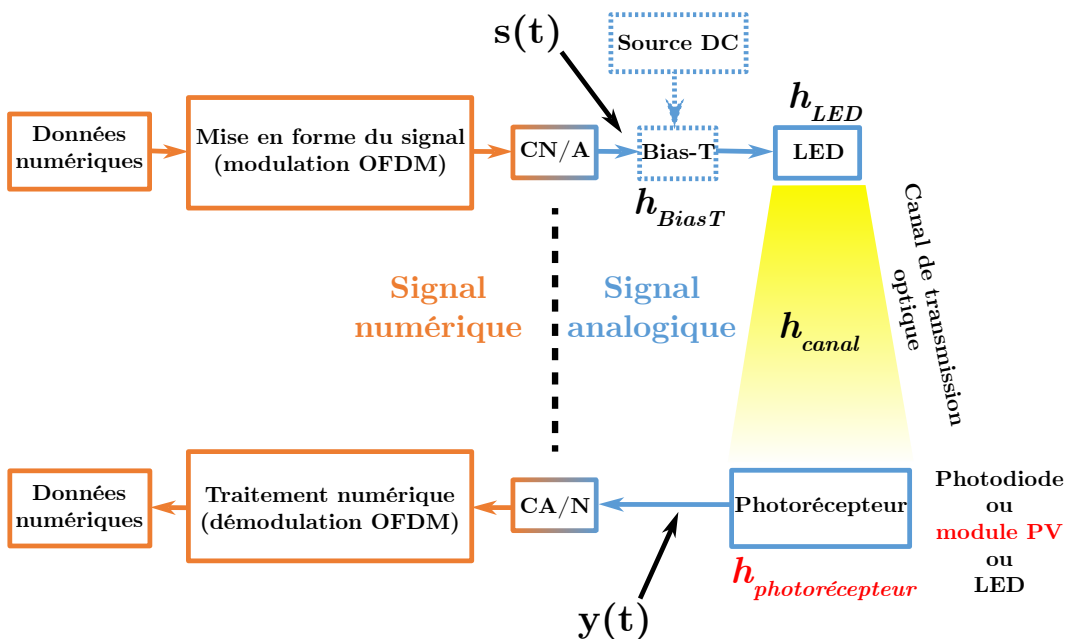


Figure 4.1 – Chaîne de télécommunication LiFi

Les données numériques en entrée peuvent être mises en forme de nombreuses façons (voir Fig 3.7), une des plus répandues étant la modulation OFDM. Après conversion numérique vers analogique, le signal $s(t)$ suit un canal de propagation jusqu'à sa réception où il est à nouveau converti en signal numérique, démodulé afin de retrouver les données émises. Les perturbations liées à la présence de bruit venant s'ajouter au signal sont délibérément omises sur ce schéma de principe. Le transfert d'information n'est possible que si les distorsions, induites par chaque élément analogique

de la chaîne, ne sont dues qu'à un filtrage linéaire du signal d'entrée $s(t)$:

$$y(t) = (h * s)(t) = \int h(t - \tau)s(\tau)d\tau \quad (4.1)$$

où $h(t)$, la réponse indicielle du filtre de la chaîne de télécommunication, résulte de la convolution des réponses de chacun des éléments de celle ci :

$$h(t) = (h_{BiasT} * h_{LED} * h_{canal} * h_{recep})(t).$$

En pratique, les données d'entrée sont soit des données connues (signaux pilotes $s_{pilote}(t)$) permettant l'estimation du filtre $h(t)$, soit des données que l'on veut transmettre (signal d'information $s_{info}(t)$) qu'on estime en bout de chaîne à partir de la mesure de $y(t)$ et de l'estimé du filtre. Ces opérations sont menées après transformation de Fourier des mesures $Y = \text{TF}[y]$ afin de profiter de la transformation du produit de convolution dans le domaine temporel en produit simple dans le domaine spectral. On a pour chaque fréquence f

$$Y_{pilote}(f) = H(f)S_{pilote}(f) \quad \text{et} \quad Y_{info}(f) = H(f)S_{info}(f).$$

où S_{pilote} et S_{info} sont les TF des signaux pilotes et d'information, et Y_{pilote} et Y_{info} sont les TF des signaux reçus correspondants. $H = \text{TF}[h]$ est la fonction de transfert du filtre, qu'on estimera alors simplement à partir des signaux pilotes

$$H(f) = \frac{Y_{pilote}(f)}{S_{pilote}(f)} \quad (4.2)$$

Les signaux d'information sont ensuite retrouvés à partir des signaux reçus et de l'estimé de la fonction de transfert par $S_{info}(f) = \frac{Y_{info}(f)}{H(f)}$.

En tenant compte de la relation

$$H(f) = H_{BiasT}(f)H_{LED}(f)H_{canal}(f)H_{recep}(f),$$

on voit que la bande passante de chaque élément (et en particulier celle du photorécepteur) conditionne la performance de la communication.

La construction d'un outil de mesure rapide et fiable de H_{recep} est donc déterminante et fait l'objet de cette partie II et de la partie III.

4.2 Banc de mesure : premières orientations

4.2.1 Mesure de la fonction de transfert d'un photorécepteur LiFi

Les résultats de la mesure de $H_{recep}(f)$ pour une plage de fréquences donnée sont classiquement représentés par un diagramme de Bode. Ce diagramme est habituellement obtenu en mesurant la sortie du photorécepteur excité par une succession de signaux optiques, dont l'intensité varie de façon sinusoïdale dans la plage de fréquences explorée, autour d'une composante continue. De façon à appréhender les problèmes spécifiques liés au contexte de l'étude et en s'inspirant des travaux de Bialic *et al.* [55], nous avons choisi de mettre au point un système de caractérisation du photorécepteur le plus proche possible d'une chaîne de communication LiFi telle que décrite dans la figure 4.1 reprenant notamment la modulation OFDM.

La fonction de transfert donnée par

$$H_{recep}(f) = H_{BiasT}^{-1}(f)H_{LED}^{-1}(f)H_{canal}^{-1}(f)\frac{Y(f)}{S(f)}, \quad (4.3)$$

sera donc mesurée pour un ensemble de porteuses dont les fréquences sont définies par une modulation OFDM choisie en fonction de la plage de fréquences à explorer. La spécificité est que la mesure

n'est plus séquentielle mais conjointe pour toutes les porteuses car elles font partie d'un même flux de communication. (on parle alors plutôt de *sous-porteuses*). Ce choix permet une mesure rapide de la fonction de transfert.

Contrairement à la chaîne de communication, les signaux émis $s(t)$ ($S(f)$ dans le domaine spectral) sont maintenant tous des signaux pilotes et l'indice $_{pilote}$ sera omis des notations par la suite.

Le banc reprend les différents éléments analogiques de la chaîne de communication, bias-T et LED, dont les filtres correspondants devront rester linéaires et dont les fonctions de transfert doivent être connues. L'hypothèse de linéarité sera vérifiée après la réalisation du banc (sous-section 8.1.9) et donnera lieu à certaines conditions sur le point de fonctionnement des LED.

Contrairement à une chaîne de communication LiFi, la partie numérique ne nécessite pas une implémentation "temps réel". Elle doit être facilement reconfigurable de façon à pouvoir tester plusieurs types de modulation/démodulation OFDM. Le choix de la partie numérique du banc s'est porté sur l'utilisation du logiciel MATLAB permettant à la fois une grande souplesse dans les traitements numériques et dans le pilotage de certains éléments matériels du banc tels qu'un générateur de fonctions (AFG pour arbitrary function generator) et d'un oscilloscope digital qui serviront respectivement de convertisseur Numérique vers Analogique (N/A) et Analogique vers Numérique (A/N). En outre, Matlab permet de construire assez simplement des interfaces graphiques.

4.2.2 Influence du canal de propagation optique

La composante h_{canal} provient des multiples réflexions du signal qui se superposent au signal direct au niveau du récepteur. La fonction de transfert H_{canal} du canal doit être prise en compte si cette fonction ne peut plus être considérée comme constante dans la bande explorée. Les travaux de Barry *et al.* [60] quantifient ce phénomène via des simulations et des expérimentations.

En considérant le cas le plus défavorable d'une fréquence de fonctionnement de 25 MHz (limite supérieure de la LED) pour le banc de caractérisation développé dans la partie III, les retards relatifs susceptibles de modifier la réponse impulsionnelle de façon conséquente doivent être de l'ordre ou supérieurs à la période de $\frac{1}{25 \text{ MHz}} = 40 \text{ ns}$ soit une distance 12 m pour $c = 3.10^8 \text{ m/s}$. Cette différence temporelle nécessite au minimum trois rebonds dans une salle standardisée de $5 \times 5 \times 3 \text{ m}$. En considérant des coefficients de réflexions fixés à 0,3 pour le sol et 0,8 pour toutes les autres surfaces, l'atténuation d'un tel signal est de l'ordre de 80% avec une puissance temporellement répartie sur plusieurs dizaines de nanosecondes (cf. figure 4.2). Ainsi les trajets réfléchis sur des obstacles proches sont considérés comme synchrones du trajet direct modifiant seulement l'intensité du signal reçu, tandis que la lumière réfléchie sur des obstacles lointains, qui est susceptible de modifier la forme de la fonction de transfert, reste négligeable devant la contribution du trajet direct.

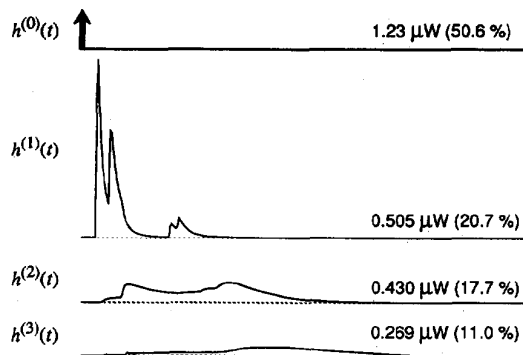


Figure 4.2 – Energie lumineuse en chemin direct ($h^{(0)}$) puis après 1, 2 et 3 rebonds [60]

Par la suite on considérera la fonction de transfert du canal optique comme constante sur la bande passante considérée. De plus, les échos lointains pourront être complètement éliminés de la mesure en plaçant le dispositif émetteur/récepteur du banc dans une chambre noire.

En intégrant les fonctions de transfert inverses du Bias-T et de la LED dans la mesure (calibration du banc) et en considérant que le canal de propagation optique est plat, la fonction de transfert du photorécepteur sera donnée par :

$$H_{recep}(f) \propto \frac{Y(f)}{S(f)} \quad (4.4)$$

où Y représente maintenant les mesures en sortie obtenues par un banc calibré.

4.2.3 Présence de bruit

Dans le cas d'une communication réelle, les différents instruments et l'environnement vont ajouter un bruit $b(t)$ à la mesure. L'équation théorique (4.1) devient ainsi l'équation (4.5).

$$y(t) = (h * s)(t) + b(t) \quad (4.5)$$

Le bruit sera à prendre en compte dans l'estimation de la fonction de transfert du photorécepteur.

Les différentes origines de bruit sont listées ci-après :

Le bruit b peut provenir du récepteur à semi-conducteur ou de la LED :

- Bruit de grenaille : bruit dû à la quantification des électrons/photons. Dans notre cas et au vu des intensités lumineuses et fréquences concernées pour cette étude, cette composante de bruit sera négligée devant le bruit thermique.
- Bruit thermique : l'énergie thermique engendre des paires électrons-trous dans la bande de conduction selon la statistique de Maxwell-Boltzmann définie par une fonction gaussienne. Ainsi, même si le niveau de Fermi est à faible énergie, la probabilité de déplacement d'un électron dans la bande de conduction n'est jamais nulle. Le bruit thermique est donc un bruit blanc (composé de toutes les fréquences).
- Bruit de scintillation (bruit en $1/f$) : ce bruit est la composante prédominante jusqu'à des fréquences de 100 kHz au moins selon Landi *et al.* [61]. Hsu et Van der Ziel ont été les premiers à relier ce bruit aux défauts inter-gap dans le matériau, respectivement par l'expérimentation [62] puis accompagné d'un modèle théorique [63]. En effet, les phénomènes de piégeages et recombinaisons type Shockley-Read-Hall (SRH) des porteurs produisent une puissance fluctuante diminuant proportionnellement à l'inverse de la fréquence (d'où le surnom de bruit en $1/f$). Ainsi, on peut considérer une fréquence de coupure basse inversement proportionnelle à la durée de vie des porteurs dans les centres recombinants.
- Radiofréquences internes : une autre source de perturbation du signal utile est dû aux émissions RF par les câbles d'alimentations de la LED. Ces radiofréquences sont ensuite captées par la grille de contact métallique des cellules et modules PV. Cependant, le signal reçu correspond bien à celui émis, le banc de caractérisation considère donc cette composante comme partie intégrante du signal. Ce signal qui n'est pas transmis par le canal optique ne doit pas être pris en compte dans cette étude. On discerne l'influence d'une transmission RF par des pics intenses sur la réponse fréquentielle. On peut alors vérifier la transmission RF de ce signal en plaçant un obstacle opaque devant la LED pour couper le signal LiFi.

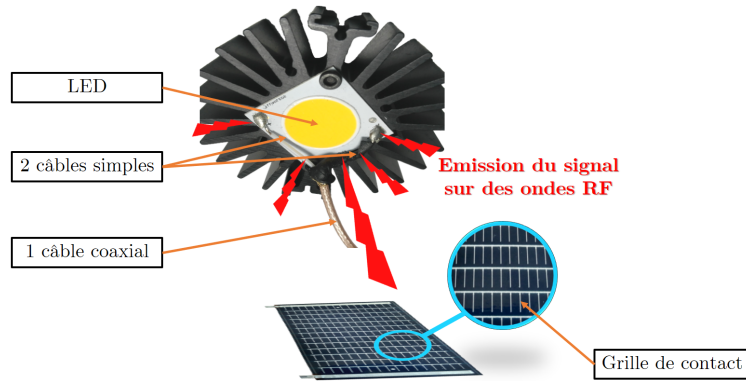


Figure 4.3 – Couplage RF entre LED et photorécepteur PV

Ou bien le bruit peut provenir de l'environnement :

- Bruit des appareils de mesure : résolution de l'oscilloscope, pièges dûs aux défauts dans les pointes de contact ou les câbles coaxiaux (bifilaires et trifilaires) utilisés.
- Radiofréquences externes : l'une des principales problématiques du banc ; La déportation des échantillonneurs par rapport au canal de transmission induit une sensibilité aux ondes radio présentes dans les gammes utilisées (cf. section 8.2).

Modulation OFDM adaptée au LiFi

5.1 Principe

Le principe de l'OFDM (*orthogonal frequency-division multiplexing*) est d'envoyer simultanément l'information sur des fonctions sinusoidales de multiples fréquences et sans interférence grâce à une sélection de ces fréquences orthogonales entre elles. De plus, sur chaque fréquence, on transmet les bits par paquets au lieu de un par un via une définition de plusieurs niveaux d'amplitudes et de phases des fonctions sinusoidales. Ce type de modulation est particulièrement adapté aux télécommunications radiofréquences (RF) dans des environnements favorisant les réflexions, pour peu que le signal émis soit régulièrement espacé d'intervalles de garde d'une durée supérieure à celle des échos.

La plupart des communications sans-fil actuelles (4G LTE, WiFi, TNT, ...) sont donc effectuées selon un protocole OFDM et c'est donc naturellement qu'une adaptation de ce protocole s'est avérée être la modulation la plus utilisée (parmi celles de la section 3.3) dans les systèmes de communications LiFi. Classiquement en RF, l'intervalle de garde est composé d'un envoi redondant des informations à transmettre et prend le nom de préfixe cyclique (CP pour *cyclic prefix*). Bien que, comme nous l'avons vu précédemment (section 4.2), le canal optique LiFi ne soit pas perturbé par les réflexions (en tout cas dans le cadre du banc), ce préfixe cyclique est conservé pour « absorber » non plus les échos mais les transitoires liés aux différents éléments de la chaîne de transmission du banc (LED, Bias-T et photorécepteur) intervenant à chaque modification d'information envoyée.

Dans le cadre de notre banc, la modulation OFDM permet de :

- Mesurer l'atténuation du canal de notre système sur toute une plage fréquentielle,
- Caractériser rapidement le canal pour travailler à conditions environnementales fixes (pour les caractérisations en extérieur, cf. section 8.3),
- Se placer dans des conditions réelles d'utilisations futures,
- Déterminer les paramètres optimaux de cette modulation.

Il existe deux principaux types de modulation OFDM pour le LiFi : la modulation unipolaire ACO-OFDM (*asymmetrically clipped optical OFDM*) et la modulation bipolaire DCO-OFDM (*DC biased optical OFDM*) pour laquelle le signal est modulé en intensité de façon bipolaire autour d'une valeur constante. Dans cette étude, on choisit la dernière modulation permettant plus facilement de se placer dans la plage de fonctionnement linéaire de la LED.

Le protocole de communication utilisé par le banc est le CP-DCO-OFDM. La base OFDM est détaillée dans la section 5.2 suivante. Les spécificités *DC biased Optical OFDM (DCO)* et *Cyclic Prefix (CP)* sont ajoutées respectivement dans les sections 5.3 et 5.4.

5.2 Construction d'un symbole OFDM

Le modèle de propagation :

Ici l'information à transmettre est numérique. Elle est convertie en signal analogique qui se propage jusqu'au récepteur où il est échantillonné dans le but de retrouver les données d'entrées. Dans le cas d'une propagation RF le signal reçu est composé de la somme du signal reçu en trajet direct et de contributions suivant $L - 1$ trajets réfléchis. Chacune de ces contributions est décrite par le signal d'entrée à un retard τ_l et une amplitude h_l près. L'équation (4.1) devient

$$y(t) = \sum_{l=0}^L h_l s(t - \tau_l),$$

ou encore, après échantillonnage

$$y[n] = \sum_{l=0}^L h[l] s[n - l], \quad (5.1)$$

avec :

- $y[n] = y(t_n)$: la valeur de l'échantillon à l'instant t_n ;
- $h[l]$ $l = 0, \dots, L$: les coefficients du filtre à réponse impulsionnelle finie h modélisant le canal du système ;
- $s[n - l]$: la valeur de l'échantillon d'entrée à l'instant $t_{(n-l)}$.

On fera l'hypothèse que dans le cas d'une propagation LiFi, les réponses des différents éléments de la chaîne, LED, Bias-T, photorécepteur... peuvent être modélisées par un filtre à réponse impulsionnelle finie et que le signal échantillonné en sortie s'écrit comme la combinaison linéaire finie des signaux d'entrée retardés (équation (5.1)).

Données d'émission :

Pour déterminer la fonction de transfert $H[k]$ du système, le protocole OFDM consiste en l'envoi des données sur un ensemble discret de K sinusoides de fréquences f_k variant dans une plage $[0, F_M[$. Ces K fréquences sont sélectionnées avec un pas Δ_f tel que $f_k = k\Delta_f$ avec k entier variant de 0 à $K - 1$. L'écart entre les fréquences envoyées est donc de :

$$\Delta_f = \frac{F_M}{K} \quad (5.2)$$

Avec :

- Δ_f : pas fréquentiel du protocole OFDM [Hz]
- F_M : $K^{\text{ième}}$ fréquence : fréquence maximum du symbole (qui sera non modulée pour conserver la symétrie hermitienne [cf. section 5.3]) [Hz]
- K : nombre de fréquences envoyées en même temps

La figure 5.1 donne une représentation schématique du procédé.

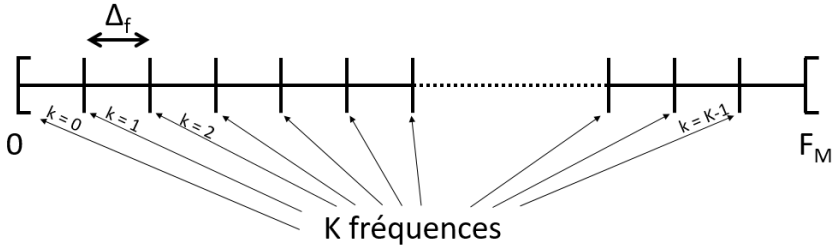


Figure 5.1 – Schéma de la répartition des fréquences dans le protocole OFDM

Cette disposition des fréquences permet d'obtenir des conditions d'orthogonalité entre les K sous-porteuses. C'est à dire que pour chaque sous-porteuse il existe un point pour lequel sa Densité Spectrale de Puissance (DSP) est maximale en même temps qu'elle est nulle pour toutes les autres sous-porteuses.

Remarque : La démonstration de l'orthogonalité des sous-porteuses est donnée en annexe C en partant de l'équation temporelle (5.3).

Pour faciliter l'explication, on considère ici un exemple de message binaire à transmettre. Ce message va être découpé en M symboles, chaque symbole est subdivisé en K données de n bits chacune (figure 5.2).

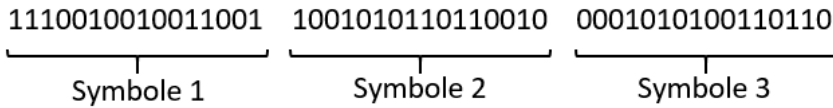


Figure 5.2 – Exemple de séparation du message en symboles ($K = 4$ sous-porteuses, $n = 4$ bits, $M = 3$ symboles)

Les valeurs possibles d'une donnée à n bits sont à prendre dans un alphabet de 2^n états possibles. Le nombre d'états ou valence est noté n_{ary} (binary pour $n = 2$, ternary pour $n = 3 \dots$). En télécommunication RF, chaque donnée binaire est recodée en un nombre complexe dont les parties réelles et imaginaires modulent, respectivement en phase et en quadrature, une fréquence porteuse. Par exemple, on notera 16-QAM (pour *quadrature amplitude modulation*) une modulation avec $n = 4$ donc $n_{ary} = 16$. L'ensemble des n_{ary} états possibles d'une donnée complexe forme, dans \mathbb{C} , une constellation de points. L'exemple sélectionné pour cette section est la constellation de la figure 5.3.

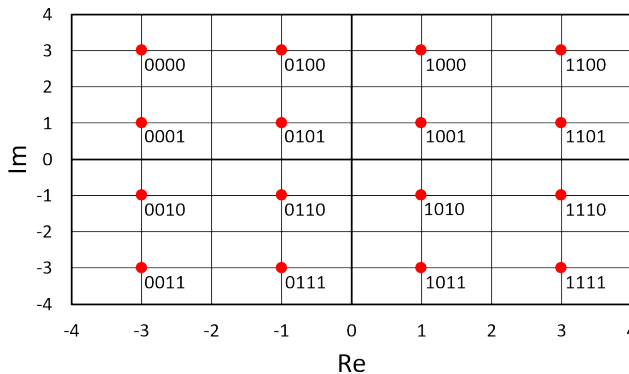


Figure 5.3 – Exemple de définition d'un alphabet OFDM sur un repère complexe (constellation 16-QAM)

On note d_k^m la $k^{ième}$ donnée complexe du symbole m .

Ainsi les symboles de l'exemple sur la figure 5.2 sont convertis en données complexes via la constellation sélectionnée de la figure 5.3 :

— Symbole 1 :	— Symbole 2 :	— Symbole 3 :
$d_1^1 : 1110 \Rightarrow 3-i$	$d_1^2 : 1001 \Rightarrow 1+i$	$d_1^3 : 0001 \Rightarrow -3+i$
$d_2^1 : 0100 \Rightarrow -1+3i$	$d_2^2 : 0101 \Rightarrow -1+i$	$d_2^3 : 0101 \Rightarrow -1+i$
$d_3^1 : 1001 \Rightarrow 1+i$	$d_3^2 : 1011 \Rightarrow 1-3i$	$d_3^3 : 0011 \Rightarrow -3-3i$
$d_4^1 : 1001 \Rightarrow 1+i$	$d_4^2 : 0010 \Rightarrow -3-i$	$d_4^3 : 0110 \Rightarrow -1-i$

Dans le cadre d'une modulation OFDM en télécommunication RF, pour un symbole m donné, l'ensemble des données complexes d_k^m , $k = 0, \dots, K - 1$, est le spectre d'un signal temporel qui sera effectivement transmis pendant une durée appelée temps utile T_u . Celle-ci correspondant à la plus grande des périodes soit l'inverse de la plus petite des fréquences Δ_f :

$$T_u = \frac{1}{\Delta_f}$$

Ce signal temporel est complexe et ses parties réelles et imaginaires sont émises conjointement en phase et en quadrature.

Un $m^{\text{ième}}$ symbole OFDM sera représenté de façon équivalente par :

- son spectre : les données d_k^m , pour les fréquences $f_k = k\Delta_f$ avec $k = 0, \dots, K - 1$,
- sa représentation temporelle discrète : les échantillons $s^m[n]$, $n = 0, \dots, K - 1$ issus de la transformée de Fourier discrète inverse de sa représentation spectrale,
- sa représentation temporelle analogique : le signal continu $s^m(t)$, $t \in [0, T_u[$, obtenu après conversion numérique vers analogique de la représentation précédente pour laquelle $s[n] = s(t_n)$ avec $t_n = n\Delta_t$, où Δ_t est la période-échantillon.

5.3 Construction d'un symbole DCO-OFDM

Ici le signal d'information module une intensité lumineuse et est donc nécessairement réel et positif (unipolaire). Le codage des données binaires en données complexes est toutefois conservé et la modulation **DCO**-OFDM permet de transmettre un signal temporel réel à partir des données complexes de la façon suivante :

- soit $S^m[k]$, pour $k = -K, \dots, 0, \dots, K - 1$, le spectre du signal temporel à envoyer,
- on choisit $S^m[k] = d_k^m$, $k = 0, \dots, K - 1$, pour les fréquences positives,
- et $S^m[-k] = \overline{d_k^m}$, $k = 0, \dots, K - 1$, pour les fréquences négatives, où $\overline{d_k^m}$ représente le complexe conjugué de d_k^m .

De cette façon $S^m[k]$, $k = -K, \dots, 0, \dots, K - 1$, respecte la propriété de symétrie hermitienne (partie réelle paire et partie imaginaire impaire) caractéristique du spectre d'un signal réel.

La représentation spectrale finale d'un symbole DCO-OFDM est illustrée par les figures 5.4 et 5.5.

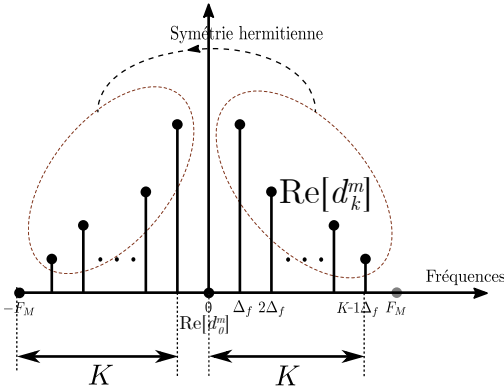


Figure 5.4 – Exemple de partie réelle du spectre d'un symbole DCO-OFDM

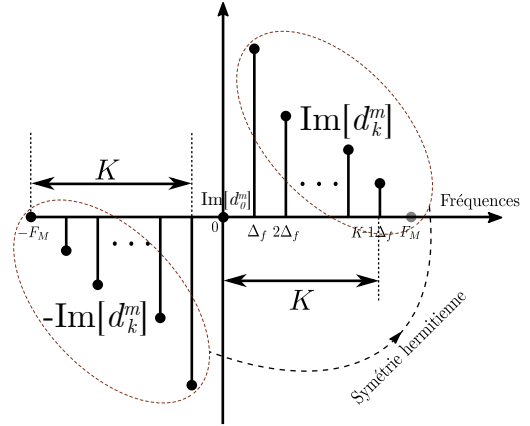


Figure 5.5 – Exemple de partie imaginaire du spectre d'un symbole DCO-OFDM

Comme illustré sur la figure 5.4, la mise à zéro de la fréquence $-F_M$ (symétrique de la fréquence F_M nulle) est nécessaire pour conserver la symétrie hermitienne.

Remarque : l'amplitude complexe (ou coefficient de Fourier) de cette sous-porteuse peut être relevée. Si elle est nulle, cela confirme la linéarité du système. En revanche si elle est non nulle, on a une perte d'orthogonalité. Ce phénomène est appelé ICI pour *InterCarrier Interference* dans la littérature du traitement du signal. Cela peut indiquer un problème de linéarité du canal : les porteuses voisines « bavent » sur cette sous-porteuse indicatrice.

Pour expliciter un exemple de symbole OFDM, les figures 5.6 et 5.7 représentent les spectres qui envoient respectivement les parties réelles et imaginaires des nombres complexes du symbole 1 de notre exemple ci-dessus.

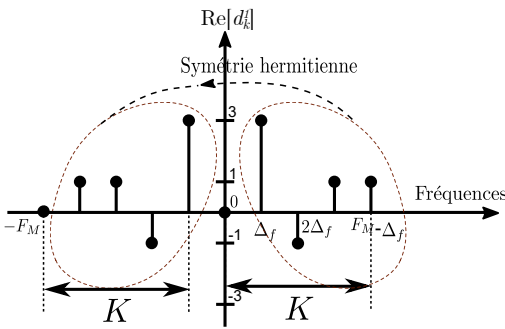


Figure 5.6 – Partie réelle du spectre du symbole 1 de l'exemple ci-dessus

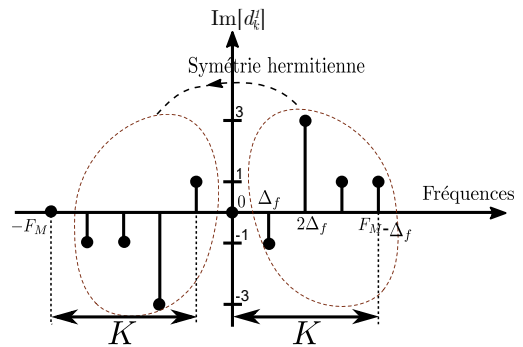


Figure 5.7 – Partie imaginaire du spectre du symbole 1 de l'exemple ci-dessus

A partir du spectre $S^m[k]$, ($k = -K, \dots, K-1$) le signal temporel discret $s[n]$, ($n = 0, \dots, 2K-1$) est obtenu par une transformée de Fourier discrète inverse :

$$s^m[n] = \frac{1}{2K} \sum_{k=-K}^{K-1} S^m[k] \exp(2i\pi \frac{kn}{2K}) \quad n = 0, \dots, 2K-1. \quad (5.3)$$

En tenant compte de la symétrie hermitienne, le signal temporel du $m^{\text{ième}}$ symbole OFDM s'écrit comme la somme des K fonctions cosinus et K fonctions sinus suivante :

$$s^m[n] = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \text{Re}[d_k^m] \cos(2\pi \frac{kn}{2K}) - \text{Im}[d_k^m] \sin(2\pi \frac{kn}{2K}) \quad n = 0, \dots, 2K - 1. \quad (5.4)$$

En tenant compte du fait que d'une part, le temps utile T_u est donné par l'inverse de la plus petite des fréquences $T_u = \Delta_f^{-1}$ et que d'autre part, en associant à chaque échantillon la période-échantillon Δ_t , il s'écrit encore $T_u = 2K\Delta_t$, il vient

$$\Delta_t \Delta_f = \frac{1}{2K}$$

et (5.4) s'écrit encore

$$s^m[n] = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \text{Re}[d_k^m] \cos(2\pi k \Delta_f n \Delta_t) - \text{Im}[d_k^m] \sin(2\pi k \Delta_f n \Delta_t) \quad n = 0, \dots, 2K - 1.$$

Après conversion numérique vers analogique, la représentation analogique du symbole DCO-OFDM devient

$$s^m(t) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \text{Re}[d_k^m] \cos(2\pi f_k t) - \text{Im}[d_k^m] \sin(2\pi f_k t) \quad t \in [0, T_u[\text{ avec } f_k = k\Delta_f$$

où l'on voit que les parties réelles et imaginaires des K données complexes à envoyer au sein d'un même symbole sont les amplitudes de K fonctions cos et sin émises conjointement pendant une durée T_u .

Le signal de transmission DCO-OFDM consiste en l'émission successive de M symboles DCO-OFDM décrits par l'équation précédente.

Ce flux est ensuite récupéré par un système récepteur. Dans un cas idéal, une opération d'échantillonnage suivie d'une Transformée de Fourier Discrète permet de retrouver les données envoyées.

Suréchantillonnage par *Zero-Padding* fréquentiel

Une meilleure description du signal peut être apportée en rajoutant des échantillons obtenus par interpolation entre chaque paire d'échantillons discrets des symboles DCO-OFDM, facilitant les opérations de conversion numérique vers analogique. L'interpolation de Shannon décrite ici permet cette amélioration à moindre coût.

On appellera facteur de suréchantillonnage, le nombre γ tel qu'un symbole OFDM soit décrit par $2\gamma K$ échantillons au lieu de $2K$ et ce pour une même durée utile T_u .

La période-échantillon est alors redéfinie :

$$\Delta_{ts} = \frac{T_u}{2\gamma K} = \frac{1}{2\gamma F_M}$$

L'équation (5.4) devient donc :

$$s^m[n'] = \frac{1}{\gamma K} \sum_{k=0}^{K-1} \text{Re}[d_k^m] \cos(2\pi \frac{kn'}{2\gamma K}) - \text{Im}[d_k^m] \sin(2\pi \frac{kn'}{2\gamma K}) \quad n' = \gamma n.$$

On voit que la somme sur k peut être prolongée jusqu'à γK (prolongement de la bande spectrale jusqu'à γF_M) en introduisant des données $d_k^m = 0$ pour $k \geq K$. La construction du symbole OFDM temporel suréchantillonné se fait à partir de la technique dite de « bourrage » de zéros (*Zero-Padding* ZP) dans le spectre tel que décrit sur la figure 5.8.

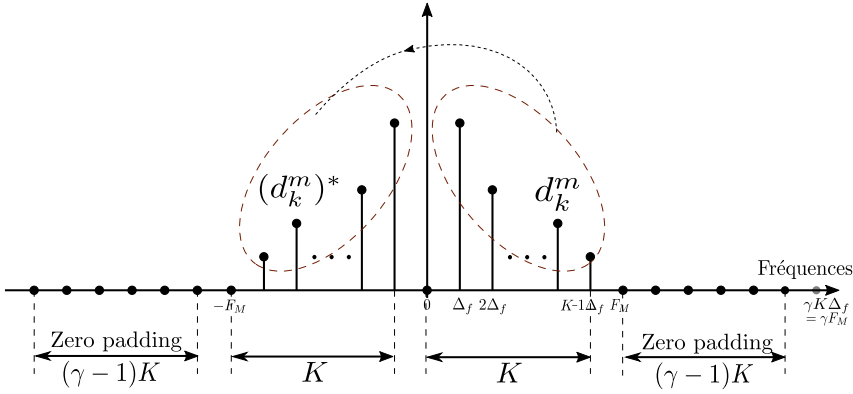


Figure 5.8 – Spectre d'un symbole DCO-OFDM après suréchantillonnage

Remarques :

- Le suréchantillonnage n'est fait que pour faciliter l'opération de conversion numérique vers analogique. A la réception, le signal doit être échantillonné avec la fréquence d'échantillonnage basée sur la période-échantillon initiale Δ_t .
- Le choix de γ entier permet d'insérer autant d'échantillons entre les instants correspondant aux échantillons initiaux. Un choix de facteur d'échantillonnage γ non entier est possible et peut être défini par le nombre de données nulles N_z que l'on doit créer. On rajoute $2N_z$ valeurs nulles au spectre hermitien initial. On voit sur la figure 5.8 que $N_z = (\gamma - 1)K$. On aura $\gamma = \frac{N_z + K}{K}$. Par contre un facteur de suréchantillonnage non entier conduit à la création de $2\gamma K$ échantillons à des instants ne coïncidant jamais avec les instants d'échantillons initiaux.

5.4 *Cyclic Prefix* - OFDM

Au niveau du récepteur, à chaque changement de symbole, une discontinuité dans les amplitudes peut s'accompagner d'un transitoire lié à chaque composant de la chaîne de transmission. Les différents symboles OFDM sont alors envoyés les uns à la suite des autres en insérant un écart temporel dit « intervalle de garde (GI pour *guard interval*) ». Le but de l'intervalle de garde est d'absorber le temps de réponse permettant d'évacuer l'influence du symbole $m - 1$ sur la lecture du symbole m (*InterSymbol Interference ISI*).

La méthode du préfixe cyclique consiste à utiliser l'intervalle de garde pour envoyer la fin du symbole m en avance de phase soit un prolongement par périodicité (cf. figure 5.9).

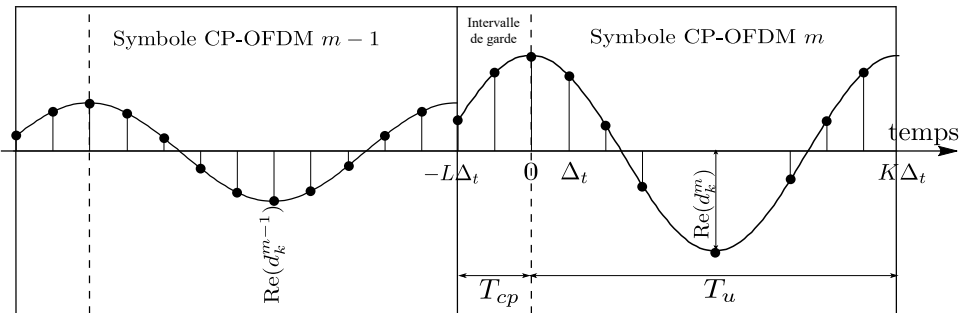


Figure 5.9 – Exemple d'insertion d'un préfixe cyclique sur la sous-porteuse de plus basse fréquence d'un signal OFDM (Ici GI=1/5 du symbole utile)

Le temps utile T_u d'un symbole correspond à une période de la plus basse des fréquences modulées. La taille de l'intervalle de garde T_{cp} , rempli avec le préfixe cyclique, est donnée en portion de T_u (1/5 dans l'exemple de la figure 5.9).

Dans notre cas, les cellules et modules PV étudiés sont les facteurs limitant la fréquence de modulation. Ainsi, les multiples trajets des paires électrons-trous et les différentes profondeurs d'absorptions vont provoquer des réceptions de signal temporellement décalées.

La méthode de préfixe cyclique permet de recouvrer tous les signaux reçus. Le premier symbole lu sera composé uniquement du signal utile et plus les symboles arrivent tardivement, plus le signal lu sera composé d'une part importante du préfixe cyclique (cf. figure 5.10).

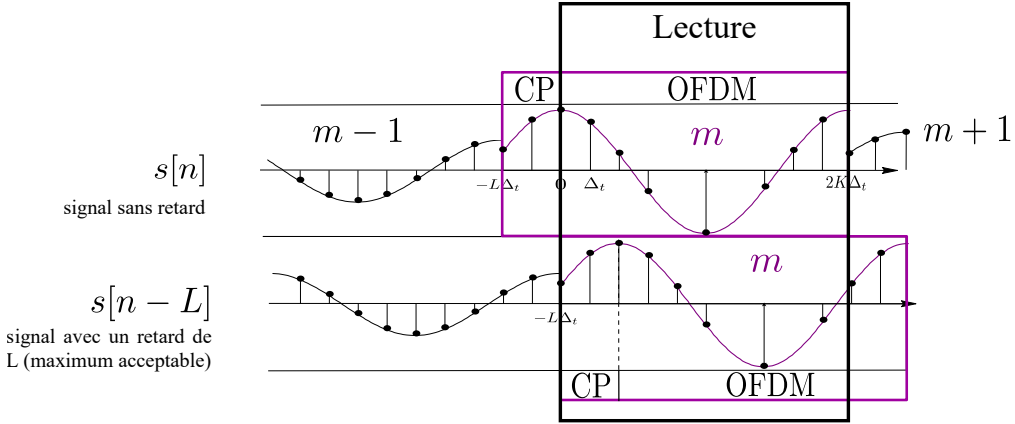


Figure 5.10 – Contribution du signal non-retardé et retardé au maximum de L échantillons

La taille de l'intervalle de garde doit donc être choisie pour correspondre au retour à l'état stable du récepteur. En effet, tant que le décalage de phase ne dépasse pas la taille de l'intervalle de garde L , le symbole pourra être lu linéairement ou bien cycliquement retrouvé. On effectuera donc une convolution circulaire temporelle (ou une multiplication dans le domaine fréquentiel) pour retrouver le signal.

La représentation temporelle d'un symbole CP-DCO-OFDM s'écrit en reprenant les expressions (5.3) ou (5.4) prolongées pour des numéros d'échantillons négatifs n compris entre $-L$ et -1 :

$$s^m[n] = \frac{1}{2K} \sum_{k=-K}^{K-1} S^m[k] \exp(2i\pi \frac{kn}{2K}) \quad n = -L, \dots, 0, \dots, 2K - 1$$

$$s^m[n] = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \text{Re}[d_k^m] \cos(2\pi \frac{kn}{2K}) - \text{Im}[d_k^m] \sin(2\pi \frac{kn}{2K}) \quad n = -L, \dots, 0, \dots, 2K - 1. \quad (5.5)$$

Soit $y^m[n]$, $n = 0, \dots, 2K - 1$, l'ensemble des échantillons reçus issus d'un même symbole CP-DCO-OFDM émis m . Selon le modèle décrit par (5.1) on a :

$$y^m[n] = \sum_{l=0}^{L'} h[l] s^m[n-l], \quad n = 0, \dots, 2K - 1, \quad (5.6)$$

où L' est l'ordre du filtre. On voit ici que la condition $L' < L$ est nécessaire pour que les échantillons de y^m ne dépendent que des échantillons du $m^{\text{ième}}$ symbole CP-DCO-OFDM envoyé.

Posons $Y^m[k]$, $k = -K, \dots, K$, la transformée de Fourier discrète (TFD) de $y^m[n]$, $n = 0, \dots, 2K-1$:

$$\begin{aligned}
 Y^m[k] &= \sum_{n=0}^{2K-1} y^m[n] \exp(-2i\pi \frac{kn}{2K}), \quad k = -K, \dots, K \\
 &= \sum_{n=0}^{2K-1} \sum_{l=0}^L h[l] s^m[n-l] \exp(-2i\pi \frac{kn}{2K}), \quad k = -K, \dots, K \\
 &= \sum_{l=0}^{L'} h[l] \sum_{n=0}^{2K-1} s^m[n-l] \exp(-2i\pi \frac{kn}{2K}), \quad k = -K, \dots, K \\
 &= \sum_{l=0}^{L'} h[l] \exp(-2i\pi \frac{kl}{2K}) S^m[k], \quad k = -K, \dots, K \\
 &= H[k] S^m[k], \quad k = -K, \dots, K
 \end{aligned} \tag{5.7}$$

On retrouve bien les propriétés d'un produit de convolution pour peu que la durée (en nombres d'échantillons) du préfixe cyclique L soit choisie plus grande que le temps de réponse (en nombres d'échantillons) du filtre L' . On déduit de (5.7) la fonction de transfert du filtre (4.2)

$$H[k] = \frac{Y^m[k]}{d_k^m}, \quad k = 0, \dots, K \tag{5.8}$$

pour laquelle seules les valeurs pour les fréquences positives $k\Delta_f$ apportent de l'information (c.à.d. celles pour lesquelles $S^m[k] = d_k^m$), celles des fréquences négatives étant déduites par conjugaison. On fera l'hypothèse que la fonction de transfert issue de (5.8) constitue une discrétisation de celle issue de (4.4).

Critères de performances

6.1 Préambule

La comparaison à terme des différents photorécepteurs pouvant s'intégrer dans une chaîne de communication sera effectuée au moyen d'un ensemble de critères quantifiant les performances de celle-ci. Une mauvaise bande passante, la sensibilité au bruit et l'écart à la linéarité ("bruit de modèle") sont autant de raisons pouvant conduire à une mauvaise communication.

D'une part, la présence de bruit lors de la communication perturbe la mesure de la fonction de transfert (la bande passante) intrinsèque aux éléments de la chaîne (en particulier au photorécepteur). D'autre part ce bruit fait partie du critère mesurant la sensibilité de la chaîne au bruit : le rapport signal à bruit (SNR pour *signal to noise ratio*). La performance combinée de la modulation choisie et de la chaîne de transmission peut aussi être évaluée par la mesure du taux d'erreur sur les bits (BER pour *bit error rate*). La densité spectrale du bruit n'est pas un critère de performance mais permet de tenter de caractériser les différentes formes de bruit afin d'en déterminer leur origine. La figure 6.1 montre un exemple concret de mesure de densité spectrale de différents bruits évoqués dans les mesures expérimentales.

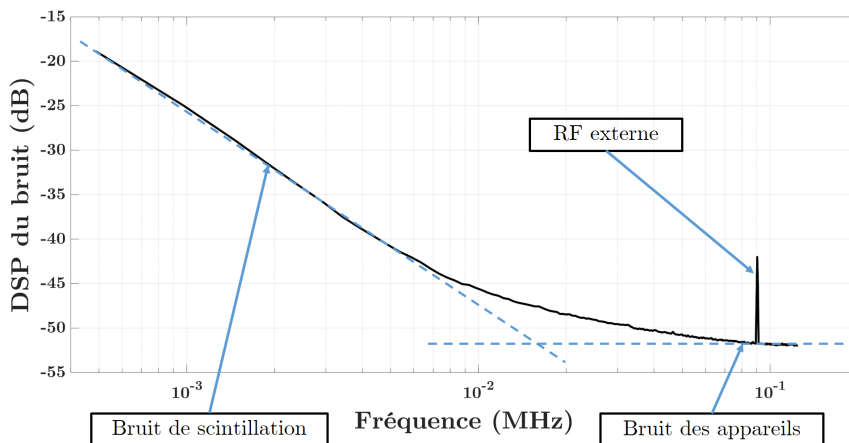


Figure 6.1 – Visualisation des bruits prédominants lors d'une mesure avec le banc LiFi

Les critères de performances décrits par la suite sont tous définis de façon fréquentielle.

6.2 Critères basés sur la fonction de transfert

6.2.1 Estimation en présence de bruit

La fonction de transfert constitue un critère de performance en tant que telle car son module permet de quantifier la bande passante de la chaîne et la réponse impulsionnelle qui lui est associée permet, le cas échéant, de quantifier son temps de réponse.

On prend maintenant en compte un bruit additionnel b qui se rajoute à notre modèle de signal filtré (équation (5.6)) :

$$y^m[n] = \sum_{l=0}^L h[l]s^m[n-l] + b[n], \quad n = 1, \dots, 2K-1, \quad m = 0, \dots, M-1 \quad (6.1)$$

La représentation spectrale de cette équation après transformée de Fourier discrète (TFD) devient

$$Y^m[k] = H[k]d_k^m + B^m[k], \quad k = 1, \dots, K, \quad m = 0, \dots, M-1 \quad (6.2)$$

où $B^m[k]$, $k = -K, \dots, K$ est la TFD du bruit $b^m[n]$, $n = 0, \dots, 2K-1$.

Un calcul analogue à (5.8) obtenu en divisant chaque membre de (6.2) par les données, conduit à définir la quantité $H^m[k]$

$$H^m[k] = \frac{Y^m[k]}{d_k^m} = H[k] + \frac{B^m[k]}{d_k^m}, \quad k = 1, \dots, K, \quad m = 0, \dots, M-1 \quad (6.3)$$

dans laquelle le bruit ne permet plus d'identifier $H^m[k]$ à la fonction de transfert $H[k]$ $k = 1, \dots, K$. Cette dernière peut néanmoins être estimée précisément par prise de moyenne sur un ensemble de symboles en tenant compte d'hypothèses réalistes sur les statistiques des données et du bruit.

On considère ici que, pour chaque k donné, $B^m[k]$ est la réalisation d'un signal aléatoire paramétré par $m : \{B^m[k], m = 0, \dots, M-1\}$. On fera alors l'hypothèse que celui-ci est stationnaire centré c'est à dire

$$E\{B^m[k]\} = 0, \quad \forall m$$

où $E\{\cdot\}$ représente l'opérateur espérance.

De la même façon, pour chaque k , les d_k^m peuvent être considérés comme des réalisations d'un signal aléatoire paramétré par $m : \{D_k^m, m = 0, \dots, M-1\}$, indépendant du bruit. Dans ce cas on peut faire l'hypothèse (réaliste en télécommunication) que $\{D_k^m, m = 0, \dots, M-1\}$ suit une loi uniforme centrée, c.a.d que chaque point de la constellation (voir par exemple la figure 5.3) est atteint avec la même probabilité ($\frac{1}{16}$ dans le cas de l'exemple). L'équation (6.3) permet de définir le signal aléatoire $\{\mathcal{H}_k^m, m = 0, \dots, M-1\}$, pour chaque k

$$\mathcal{H}^m[k] = H[k] + \frac{B^m[k]}{D_k^m}, \quad m = 0, \dots, M-1 \quad (6.4)$$

Alors l'indépendance (donc la décorrélation) entre le bruit et les données permet d'écrire

$$E\{\mathcal{H}^m[k]\} = H[k] + E\{B^m[k]\}E\left\{\frac{1}{D_k^m}\right\}, \quad (6.5)$$

et en tenant compte du centrage du bruit il vient

$$E\{\mathcal{H}^m[k]\} = H[k] \quad m = 0, \dots, M-1 \quad (6.6)$$

Remarques :

- par construction, les données sont nécessairement distribuées dans le plan complexe sur une constellation symétrique par rapport aux axes des réels et des imaginaires purs. On note aussi qu'aucun point de la constellation n'est de module nul et donc l'inverse d'une réalisation, $(d_k^m)^{-1}$ est toujours définie. Dans le cas où chaque donnée \mathcal{D}_k^m suit une loi uniforme, la symétrie a pour conséquence son centrage : $E\{\mathcal{D}^m[k]\} = 0, \forall k \forall m$. De la même façon la variable aléatoire $\frac{1}{\mathcal{D}_k^m}$ suit une loi symétrique et

$$E\left\{\frac{1}{\mathcal{D}^m[k]}\right\} = 0$$

Dans ce cas la condition de centrage sur le bruit n'est plus nécessaire à l'obtention de l'équation (6.6).

- dans le cas où les données sont déterministes, par exemple lorsqu'on décide d'envoyer de façon répétée toujours le même symbole, (6.5) est remplacée par

$$E\{\mathcal{H}^m[k]\} = H[k] + \frac{E\{\mathcal{B}^m[k]\}}{d_k^m}, \quad (6.7)$$

conduisant sous hypothèse de bruit centré à la même équation (6.6).

D'un autre côté, à partir de la loi des grands nombres on montre que $\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} H^m[k]$ converge presque sûrement vers $E\{\mathcal{H}^m[k]\}$ quand M tend vers l'infini ; dans ces conditions un estimé $\hat{H}[k]$ de la fonction de transfert $H[k]$, sera calculé pour chaque fréquence $k\Delta_f$ $k = 1, \dots, K$, en moyennant $H^m[k] = \frac{Y^m[k]}{d_k^m}$ sur un grand nombre de symboles :

$$\hat{H}[k] = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{Y^m[k]}{d_k^m}, \quad k = 1, \dots, K. \quad (6.8)$$

\hat{H} représente un estimé de la fonction de transfert du canal de transmission complet. Lorsqu'on s'intéresse à la caractérisation du photorécepteur seul (par exemple un module PV), le résultat doit être compensé par les fonctions de transfert des autres éléments de la chaîne comme dans l'équation (4.3).

$$\hat{H}_{recep}[k] = H_{Bias-T}^{-1}[k] H_{LED}^{-1}[k] \hat{H}[k] \quad (6.9)$$

6.2.2 Module/diagramme de Bode

L'allure du module de l'estimé de la fonction de transfert $|\hat{H}[k]|$ nous permet de calculer la bande passante du photorécepteur étudié. Cette allure nous permet aussi de proposer un modèle de filtre (passe-bas du 1^{er} ordre, 2^{ème} ordre...) afin de vérifier la validité des modèles électriques correspondants.

Un exemple de $|\hat{H}_{recep}|$ (en dB)¹ d'un module photovoltaïque mesuré par le banc est donné dans la figure 6.2.

1. $|\hat{H}|_{dB} = 20 \log_{10}(|\hat{H}|)$

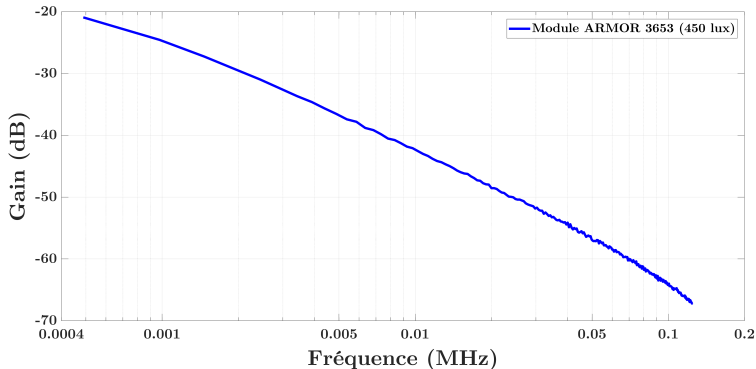


Figure 6.2 – Exemple de résultat de mesure - Réponse fréquentielle

Cette représentation de $|\hat{H}_{recep}[k]|$ fournit un diagramme de Bode du module PV étudié, identique à celui obtenu par une mesure fréquence après fréquence du gain entre l'entrée et la sortie du système excité par une unique sinusoïde.

On observe sur l'exemple un comportement asymptotique pour le gain proche de -20 dB par décade nous permettant de dire que ce module PV se comporte comme un filtre passe-bas du 1^{er} ordre dans la bande observée

Dans le cas d'une application LiFi, l'émission est un signal de type optique et la réception est de type électrique. On ne peut donc pas donner de gain absolu sans mesures complémentaires. Ce gain absolu correspond au fonctionnement statique c'est à dire au gain obtenu à fréquence nulle, $|H[0]|$. Dans le cas où le photorécepteur est un module PV, les mesures d'efficacité quantique externe (EQE) donnent une bonne indication sur le gain absolu. En absence de ces informations, on utilisera ces résultats de façon relative en comparant différentes mesures ayant été effectuées avec le même signal d'entrée (i.e. même amplitude de signal LED).

6.2.3 Réponse impulsionnelle

Un estimé de la réponse impulsionnelle du canal de transmission est obtenu par transformée de Fourier Discrète inverse (TFDI) de l'estimé de sa fonction de transfert.

$$\hat{h}[n] = \frac{1}{2K} \sum_{k=-K}^K \hat{H}[k] \exp(2i\pi \frac{kn}{2K}) \quad n = 0, \dots, 2K - 1 \quad (6.10)$$

La figure 6.3 donne un exemple de réponse impulsionnelle obtenue par le banc.

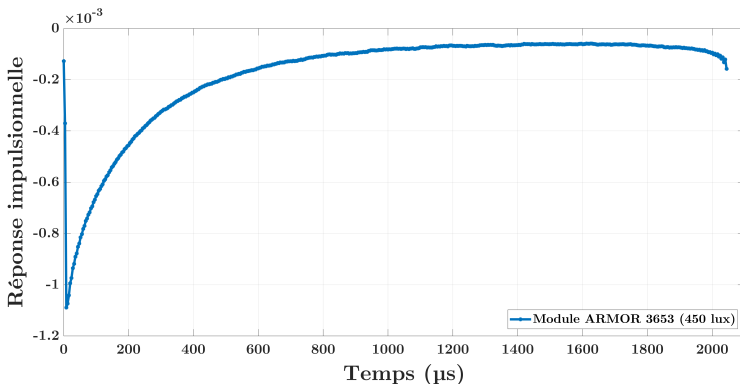


Figure 6.3 – Exemple de résultat de mesure - Réponse impulsionnelle

La réponse impulsionnelle montre la décroissance (en valeur absolue) de la sortie après avoir soumis notre système à une impulsion.

On peut calculer le temps de réponse du système τ à partir de \hat{h} par l'intersection entre la tangente à l'origine de \hat{h} et l'axe temporel. Ce résultat permet d'optimiser la taille de l'intervalle de garde. Ainsi, après avoir reçu un symbole, le suivant peut être envoyé dès que le système revient à son état stationnaire. Dans l'exemple, le module PV se comporte comme un filtre du premier ordre (type RC) et la réponse impulsionnelle est de la forme :

$$h[(t)] = u(t) \frac{1}{\tau} \exp\left(\frac{-t}{\tau}\right)$$

Avec :

- $u(t)$: échelon unitaire
- τ : temps de montée à 63% de la réponse indicielle

Limite : \hat{h} n'est évalué qu'à partir de la TFDI sur une bande de fréquences limitée n'incluant bien souvent pas la totalité de la bande passante. Dans ce cas, \hat{h} est le résultat de la réponse « vraie » h convoluée avec un sinus cardinal résultant de la fenêtre de mesure en fréquence². Dans ce cas, l'estimation de la taille optimale de l'intervalle de garde sera surestimée. Lorsque l'on veut déterminer précisément la réponse impulsionnelle, il est préférable de travailler en basses fréquences et choisir un intervalle de garde suffisant pour évacuer le régime transitoire.

6.3 Critères liés au bruit

6.3.1 Rapport signal sur bruit par fréquence

Le signal $Y^m[k]$, $k = 1, \dots, K$, fourni par (6.2) est composé d'une partie « signal d'intérêt » reçu au niveau du récepteur : $H[k]d_k^m[k]$, $k = 1, \dots, K$ et d'une partie bruit $B^m[k]$, $k = 1, \dots, K$, pour un $m^{\text{ième}}$ symbole émis. On quantifie la proportion de chacune des parties par le rapport des puissances de chacune d'elle ou rapport signal sur bruit (RSB ou SNR pour *signal to noise ratio*) moyennées sur l'ensemble des M symboles émis.

Le « signal d'intérêt » reçu sera estimé pour chaque fréquence à partir de l'estimé de la fonction de transfert :

$$\hat{H}[k]d_k^m \tag{6.11}$$

et un estimé du bruit sera alors fourni par :

$$\hat{B}^m[k] = Y^m[k] - \hat{H}[k]d_k^m. \tag{6.12}$$

On peut alors définir un rapport signal sur bruit pour chaque sous porteuse de fréquence $k\Delta_f$, $k = 1, \dots, K$:

$$SNR[k] = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} |\hat{H}[k]d_k^m|^2}{\sum_{m=0}^{M-1} |Y^m[k] - \hat{H}[k]d_k^m|^2} \tag{6.13}$$

La figure 6.4 illustre un exemple de rapport signal sur bruit par sous porteuse obtenu pour un module PV.

2. Par exemple dans la figure 6.2, la fonction de transfert n'a été obtenue que pour un ensemble trop limité en basses fréquences pour estimer correctement la réponse impulsionnelle

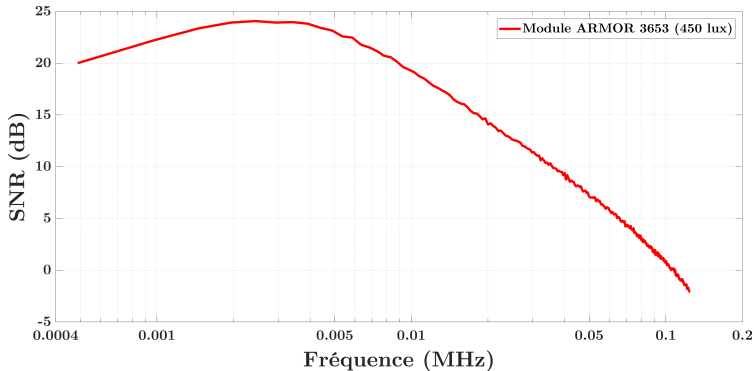


Figure 6.4 – Exemple de résultat de mesure - Rapport signal sur bruit fréquentiel

Remarques :

- Contrairement à la réponse fréquentielle, ce résultat est absolu. On peut donc l'utiliser pour comparer des mesures réalisées sous différents éclairagements.
- Les perturbations environnementales que le banc peut capter sont visibles dans $SNR[k]$.
- Les estimés du signal utile (6.11) et du bruit (6.12) ne peuvent se faire qu'à partir de la fonction de transfert \hat{H} de l'ensemble de la chaîne, $SNR[k]$ est donc une grandeur caractéristique de celle-ci et non pas du photorécepteur isolé.

6.3.2 Densité spectrale de puissance du bruit

La densité spectrale du bruit (DSP ou PSD pour *power spectral density*) est estimée ici par la méthode du périodogramme. En effet en considérant que $\hat{B}^m[k]$ $k = 1, \dots, K$ issu de (6.12) est un estimé d'une réalisation de la représentation spectrale du bruit $b^m[n]$ vu comme un signal aléatoire paramétré par m , la DSP sera estimée en moyennant ces spectres sur l'ensemble des réalisations

$$DSP[k] = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |\hat{B}^m[k]|^2, \quad k = 1, \dots, K \quad (6.14)$$

A titre d'exemple la figure 6.5 donne la DSP du même module PV que précédemment.

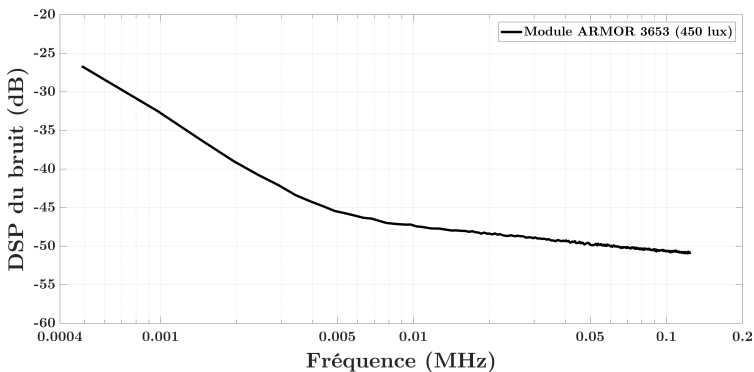


Figure 6.5 – Exemple de résultat de mesure - Densité spectrale de puissance du bruit

Comme il a été dit en préambule du chapitre (figure 6.1), cette grandeur nous sert pour évaluer les perturbations environnementales que le banc peut capter (harmoniques du réseau 50 Hz, perturbations RF de toutes sortes telles que définies sur la figure 2.3).

6.4 Taux d'erreur sur les bits

Un taux d'erreur sur les bits (BER pour *bit error rate*) permet d'évaluer la performance de la transmission numérique dans son ensemble : il est lié à la fois au matériel à l'environnement mais aussi à la modulation numérique et au codage choisis. Il est calculé pour un ensemble de bits transmis par le rapport entre le nombre de bits erronés reçus et le nombre de bits émis. Une première étape consiste à faire une estimation des bits émis à partir des signaux reçus.

6.4.1 Egalisation/Partitionnement

L'égalisation d'un signal reçu $Y^m[k]$, $k = 1, \dots, K$, fourni par (6.2) consiste à diviser celui-ci par la fonction de transfert du canal afin de fournir un premier estimé des données envoyées ou données brutes :

$$\hat{d}_k^m = \frac{Y^m[k]}{\hat{H}[k]}, \quad k = 1, \dots, K, \quad m = 0, \dots, M - 1 \quad (6.15)$$

On voit en tenant compte de (6.2) que les données brutes sont d'autant plus proches des données émises que le bruit est faible et que la fonction de transfert est bien estimée. La figure 6.6 donne un exemple de transmission selon une modulation 4-QAM (ou QPSK pour *Quadrature phase-shift keying*) pour laquelle les données prennent leurs valeurs dans un alphabet à 4 états complexes chacun de module constant.

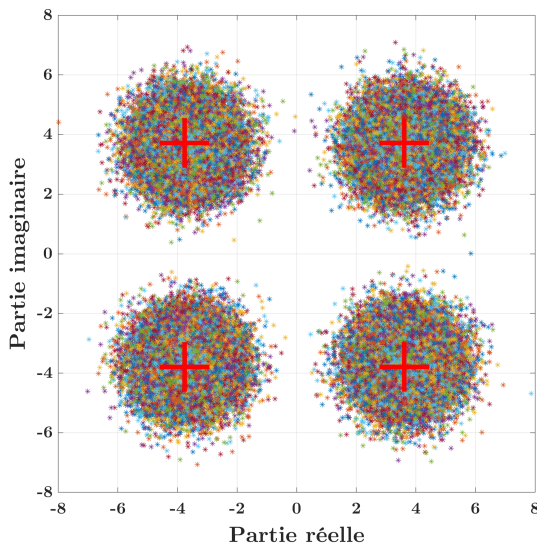


Figure 6.6 – Exemple de résultat de mesure - Constellation 4-QAM

Les croix rouges représentent les données envoyées tandis que les nuages de points autour sont les données brutes.

Remarques : on voit que la symétrie des nuages autour des croix rouges confortent l'hypothèse de bruit centré. D'autre part le choix d'une modulation à module constant permet d'assurer une puissance du signal identique pour chaque donnée envoyée.

L'étape d'égalisation est suivie d'une étape de partitionnement (clustering) destinée à remplacer chaque donnée brute \hat{d}_k^m par la lettre la plus proche dans l'alphabet ($4(-1+i)$, $4(1+i)$, $4(1-i)$, $4(-1-i)$ dans l'exemple de la figure 6.6). Si, dans le plan complexe la dispersion de chaque nuage de données brutes est contenue dans un cercle de rayon r où $2r$ est le pas de deux points voisins de la constellation (par ex $r = 2$ pour la constellation 4-QAM de la figure 6.6), on obtiendra une détection sans

erreur des données émises : $d_k^m \rightarrow d_k^m$. Dans ce cas en revenant aux données binaires ([00][01][10][11] toujours dans l'exemple), le nombre de bits erronés sera nul.

Lorsque une donnée brute se situe dans une zone qui ne lui correspond pas, elle sera affectée de façon erronée.

On notera que la correspondance entre nombre complexe et mot binaire (code de Gray) est telle que le nombre de bits erronés tient compte de l'éloignement d'une donnée brute à sa donnée initiale.

Par exemple dans l'exemple 4-QAM un mot initialement en 00	00	→	01
provoque une erreur de un bit s'il est affecté de façon			
erronée selon une éloignement $> 2r$ vertical ou horizontal,	↓	↘	
et de 2 bits selon un éloignement $> 2\sqrt{2}r$ diagonal.	10		11

6.4.2 Taux d'erreur fréquentiel sur les bits

On note $BER[k]$, $k = 1, \dots, K$, le taux d'erreur sur les bits pour chaque sous-porteuse de fréquence $k\Delta_f$. Le nombre de bits erronés par fréquence ($N_{bit.err[k]}$) sera évalué en comparant les données brutes partitionnées et recodées en binaires avec les bits envoyés sur une porteuse $k\Delta_f$. Le nombre de bits envoyés pour une séquence de M symboles est donné par $\log_2(n_{ary})M$ pour une modulation n_{ary} -QAM (par exemple 2 pour une modulation 4-QAM, 4 pour une modulation 16-QAM ...)

On aura alors pour le taux d'erreur fréquentiel sur les bits :

$$BER[k] = \frac{N_{bit.err}[k]}{\log_2(n_{ary})M} \quad (6.16)$$

La figure 6.7 donne un exemple de taux d'erreur fréquentiel. On constate un taux d'erreur qui augmente avec la fréquence, caractéristique d'une émission dans la bande coupée.

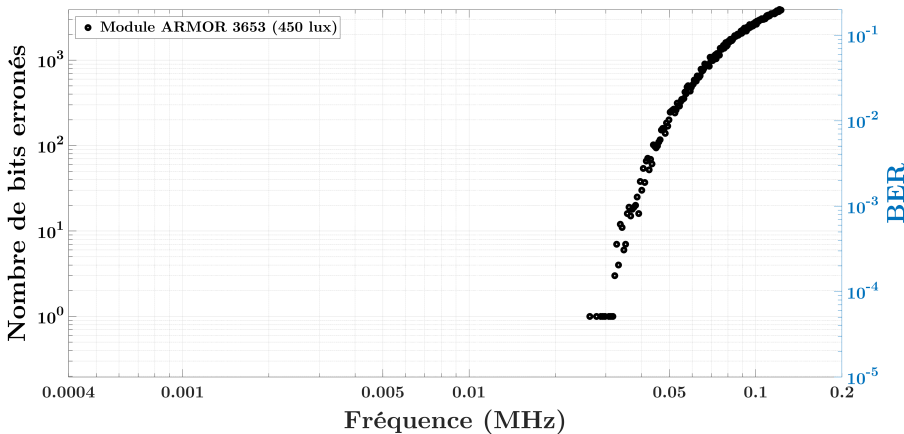


Figure 6.7 – Exemple de résultat de mesure - Taux d'erreur fréquentiel

Remarque : Cet indicateur permet de connaître la fréquence maximale d'envoi des données en fonction du taux d'erreur admissible.

6.4.3 Taux d'erreur sur les bits

Il s'agit ici du taux d'erreur global sur les bits c'est à dire le taux d'erreur obtenu pour l'ensemble des sous porteuses. Il peut être calculé directement ou se déduire du taux fréquentiel (6.16) par

$$BER_{Total} = \frac{1}{K-1} \sum_{k=1}^{K-1} BER[k] \quad (6.17)$$

Le ratio de taux d'erreur admissible dépend grandement de l'application souhaitée. Dans notre cas, on considère ce ratio acceptable si il est de l'ordre de 10^{-3} ou inférieur car c'est la limite d'acceptation pour une correction optimale avec un code de correction d'erreur FEC (par redondance tel que le bien connu Reed-Solomon par exemple) sans toutefois impacter massivement le débit de la communication (réduction de 7%) [33], [64], [65].

On peut directement relier ce taux d'erreur à une valeur limite du SNR selon la mesure effectuée sur la figure 6.8.

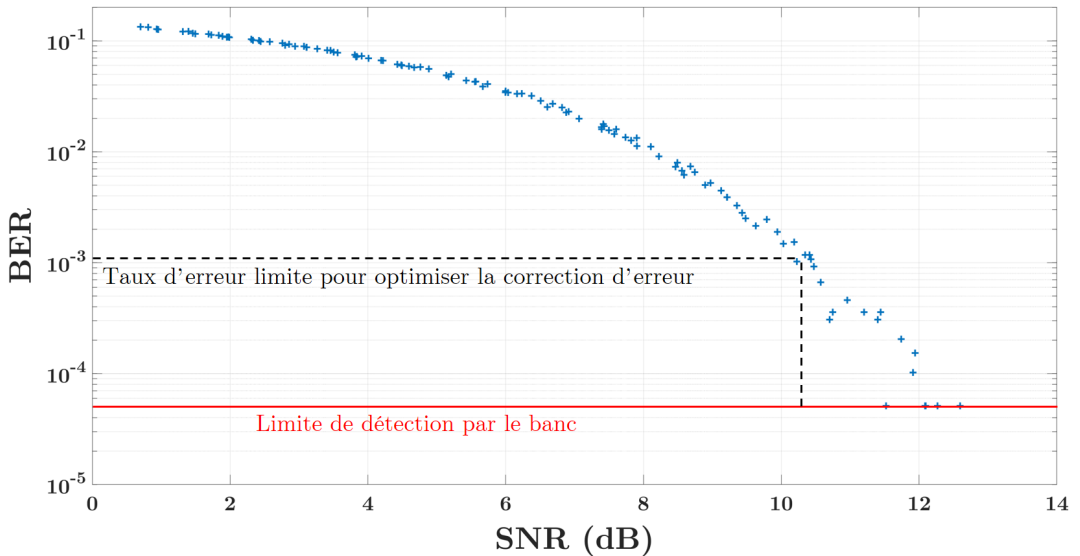


Figure 6.8 – Limite de SNR et taux d'erreur correspondant

On peut donc considérer une communication acceptable lorsque, sur toutes les fréquences concernées, on a un SNR supérieur à 10 dB.

6.5 Autres grandeurs

6.5.1 Débit de la communication

Le débit de la communication (*data rate*) est le nombre de bits envoyés par unité de temps. C'est un critère lié à la communication pure ne rendant pas compte de problèmes liés à la réception ou non des données en bout de chaîne. Il est mentionné ici à titre indicatif comme complément éventuel au choix de la modulation choisie. Il peut être calculé par le rapport entre le nombre de bits envoyés et la durée de l'envoi ou bien ramené à un symbole par

$$\text{Débit (en bits/sec)} = \frac{\log_2(n_{ary})2K}{T_u + T_{CP}} = \frac{\log_2(n_{ary})2K}{(2K + L)\Delta_t} = F_M \frac{\log_2(n_{ary})}{(1 + \frac{L}{2K})}$$

On peut s'apercevoir ici que ce dernier n'est fonction que de trois paramètres : la fréquence maximale d'envoi, la constellation choisie et la taille de l'intervalle de garde ($\frac{L}{2K}$ étant la proportion de l'intervalle de garde).

On comprend alors que l'OFDM permet d'augmenter le débit de la communication par la constellation (envoi de plusieurs bits sur chaque sous-porteuse) et une optimisation de la durée de l'intervalle de garde évitant l'interférence entre symboles (ISI).

6.5.2 Indice d'orthogonalité

Cet indice est donné à titre indicatif car il n'a pas été utilisé de façon significative dans le banc. Comme défini dans la section 5.3, l'amplitude de la sous-porteuse envoyée nulle est relevée par le banc pour quantifier l'orthogonalité des sous-porteuses reçues. Si l'on détecte une amplitude sur cette sous-porteuse, cela signifie donc une perte d'orthogonalité due à une non-linéarité du système. On sait alors que l'OFDM devient inappropriée dans ces circonstances car ce protocole repose justement sur l'indépendance des sous-porteuses et ceci n'est possible qu'en l'absence d'apparitions d'harmoniques ce qui est la propriété d'un système linéaire.

Conclusion de la partie II :

Les objectifs de la thèse ont très rapidement nécessité la réalisation d'un banc de caractérisation dont l'étude préliminaire est détaillée dans cette partie. En vue d'une caractérisation plus rapide et plus proche de l'utilisation finale, la modulation OFDM a été choisie. Cette dernière est très répandue pour les communications RF nécessitant un haut débit mais de nombreuses adaptations de cette méthode ont été proposées pour le LiFi.

Ainsi, le banc utilisera la modulation CP-DCO-OFDM. La partie CP garantissant l'absorption du régime transitoire des appareils (principalement du récepteur PV), le DCO apportant l'éclairage moyen de la LED au centre de sa zone linéaire (nécessaire à une modulation d'amplitude) et enfin la partie OFDM qui permet la caractérisation simultanée de toute une plage fréquentielle.

Cette partie est conclue par la liste des critères de performances qui seront dispensés par le banc. Tous ces critères permettent une caractérisation dynamique de la chaîne de transmission avec des informations telles que le SNR et le taux d'erreur, caractéristique des transmissions de données comme l'orientation des publications actuelles.

PARTIE III

BANC DE CARACTÉRISATION : RÉALISATION TECHNIQUE

Imaginary part			
	0.4		
	0.3		
	0.2	7	Présentation générale 71
	0.1	8	Partie matérielle 73
	0	8.1	Problématiques du matériel 73
	-0.1	8.1.1	Suréchantillonnage 73
	-0.2	8.1.2	Débit-échantillon et fréquence d'échantillonnage (SFO) 73
		8.1.3	Fonction de transfert 74
		8.1.4	BiasT Tektronix PSPL 5580 (calibration en fréquence) 75
		8.1.5	LED (calibration en fréquence + linéarité) 76
		8.1.6	Différents types de LED 77
		8.1.7	LED sélectionnées pour l'étude 77
		8.1.8	Impact du luminophore 80
		8.1.9	Plage d'utilisation linéaire des LED 81
		8.1.10	Calibration des réponses fréquentielles des LED 83
		8.2	Protection contre les ondes électromagnétiques (Blindage) 84
		8.2.1	Installation dans une cage de Faraday / chambre noire 85
		8.2.2	Utilisation de câbles blindés 85
		8.2.3	Reprise de contact sous pointes hautes fréquences 86
		8.3	Configuration du banc en environnement extérieur 87
		9	Partie logicielle 89
		9.1	Interface utilisateur 89
		9.2	Génération du signal d'émission 90
		9.2.1	Paramètres d'entrée 90
		9.2.2	Construction du signal CP-DCO-OFDM suréchantillonné 91
		9.2.3	Construction du signal CP-DCO-OFDM analogique 92
		9.3	Acquisition et mise en forme du signal reçu 92
		9.3.1	Acquisition 92
		9.3.2	Synchronisation 92
		9.3.3	Estimation et correction du SFO 93
		9.4	Analyse du signal 97
		9.5	Mode simulation / Mode mesure 97
	-0.4		
	-0.3		
	-0.2		
	-0.1		
	0		
	0.1		
	0.2		
	0.3		
	0.4		
			Real part

Cette partie est consacrée à la dimension technique du banc de caractérisation LiFi tant sur les aspects matériels que logiciels. Le premier chapitre est une présentation générale du banc final. Nous remarquerons que ce dernier est réalisé en suivant la chaîne de télécommunication LiFi établie au début de la partie précédente.

Le chapitre suivant détaille les équipements utilisés (LEDs, T de polarisation, AFG, oscilloscope, etc.) ainsi que leurs performances et limitations. En effet, si la partie précédente donne le fonctionnement théorique de la modulation, des limitations et problématiques inhérentes aux appareils de mesures qui composent le banc apparaissent lors de la réalisation pratique. Ainsi, nous avons listé ici les éléments composant le banc avec leurs limitations. Dans certains cas, nous avons pu mettre en place des outils de corrections qui seront implémentés dans le logiciel de contrôle du banc, les limitations restantes (fréquences de coupure des appareils, limites d'éclairements des LED, ...) nous permettront de fixer les gammes de fonctionnement du banc. De plus, nous discuterons des solutions pratiques permettant de limiter les perturbations électromagnétiques aussi bien dans le domaine des radiofréquences que pour le spectre visible (cage de Faraday, chambre noire, câbles blindés, etc.). Pour finir, nous présenterons également ici la possibilité de déplacer le banc à l'extérieur du laboratoire pour mesurer l'influence de l'éclairement solaire naturel sur la réception de nos communications.

Cette partie sera conclue par la programmation effective de la modulation définie théoriquement dans la partie précédente. nous présentons l'interface utilisateur et évoquons les prétraitements numériques additionnels comme le suréchantillonnage, la synchronisation, la correction SFO ou encore la calibration. Ces prétraitements permettant pour la plupart d'entre eux, de compenser les limitations du matériel.

Remarque : Les paramètres de configuration de la modulation présentés ici seront donnés en tant que condition de test pour chacune des mesures présentée dans la dernière partie ce de manuscrit.

Présentation générale

La figure 7.1 présente deux vues du banc de caractérisation. Sur la photographie de gauche, on peut voir l'ensemble des instruments : l'écran de contrôle, le générateur de fonctions (AFG pour *Arbitrary Function Generator*), le générateur de courant continu ainsi que l'oscilloscope digital permettant la numérisation du signal électrique issu du photorécepteur. Tous les instruments sont pilotés par l'ordinateur de contrôle (non visible ici car situé sous la table). La vue de droite montre la LED d'émission ainsi que les pointes de mesures connectées sur le photorécepteur (ici un récepteur PV). Les références et les caractéristiques des équipements sont données dans l'annexe B.

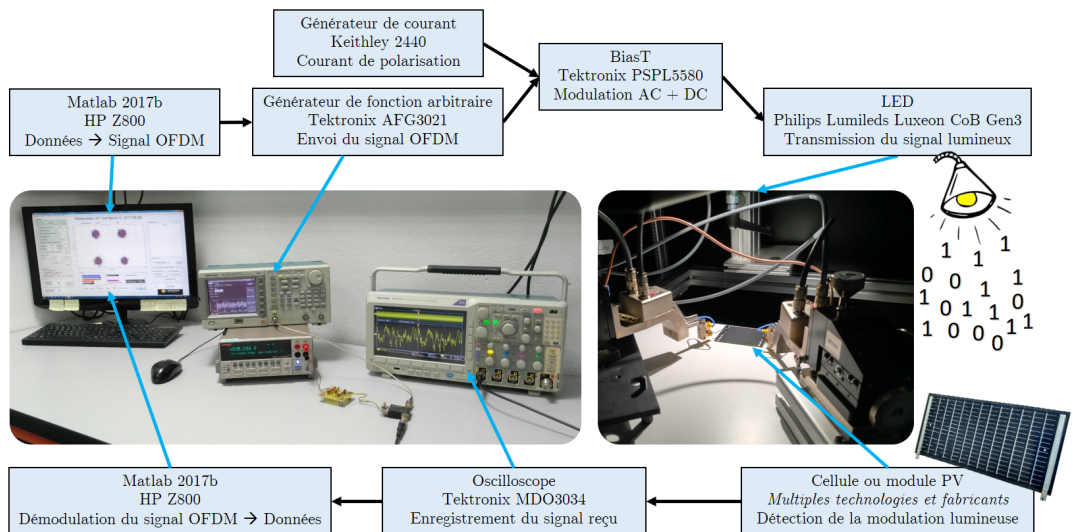


Figure 7.1 – Banc LiFi développé au laboratoire IM2NP

Le banc de caractérisation LiFi permet d'effectuer la séquence des trois principales opérations suivantes :

1. L'ordinateur de contrôle (PC sous Matlab) génère aléatoirement un flux de données binaires à émettre et le transforme en un signal discret conforme au protocole de transmission CP-DCO-OFDM (cf. chapitre 5). Les échantillons sont transmis (bus USB) à l'AFG pour la conversion numérique-analogique. Au signal analogique CP-DCO-OFDM délivré par l'AFG

peut être ajouté une composante continue plus élevée via un circuit électronique passif LC de polarisation (T de polarisation ou $Bias-T$) dans le cas où des modules de LED sont utilisés au lieu d'une LED unitaire. Cette dernière fournit un flux lumineux idéalement proportionnel à sa tension d'alimentation et dirigé vers le photorécepteur à caractériser.

2. Le signal de tension délivré par le photorécepteur est numérisé par l'oscilloscope qui retourne les échantillons au calculateur. Il est aussi possible de mesurer le courant généré par le photorécepteur en plaçant un amplificateur de transimpédance (convertisseur courant/tension) entre le photorécepteur et l'oscilloscope.
3. Le calculateur compare les signaux émis et reçus pour estimer les caractéristiques du transfert.

D'un point de vue pratique, ces trois principales étapes nécessitent des traitements annexes que nous allons détailler dans les chapitres suivants.

Partie matérielle

8.1 Problématiques du matériel

8.1.1 Suréchantillonnage

Dans la partie précédente, l'expression discrète (5.3) d'un symbole OFDM, que nous rappelons ici

$$s^m[n] = \frac{1}{2K} \sum_{k=-K}^{K-1} S^m[k] \exp(2i\pi \frac{kn}{2K}) \quad n = 0, \dots, 2K - 1,$$

montre un signal dont la version analogique sera, si l'on peut dire, à la limite du respect du théorème d'échantillonnage de Shannon dans la mesure où l'ensemble des K porteuses de la bande de Nyquist est modulé. Dans ces conditions, pour améliorer la qualité de la mesure des échantillons à la réception, il serait nécessaire que le filtre passe-bas de lissage (de reconstruction) de l'AFG soit très performant (pente très raide) ce qui n'est pas nécessairement le cas. Pour améliorer néanmoins la définition des sous-porteuses lors de la conversion numérique/analogique, une solution efficace est d'augmenter la largeur de la bande Nyquist en procédant à une opération de suréchantillonnage. Cette opération numérique est réalisée par le calculateur lors de la genèse des échantillons du flux OFDM et a déjà été détaillée dans la section 5.3.

8.1.2 Débit-échantillon et fréquence d'échantillonnage (SFO)

A l'émission, la séquence des échantillons numériques du flux OFDM générée par le calculateur de contrôle est convertie analogiquement par le CNA de l'AFG. L'inverse de la période-échantillon (Δ_t) sera appelée *débit-échantillon* (en S/s). Il correspond à la fréquence à laquelle ces échantillons sont convertis analogiquement (hors suréchantillonnage). A la réception, la fréquence d'échantillonnage (en Hz) du CAN de l'oscilloscope doit idéalement strictement correspondre au débit-échantillon. Ce n'est jamais rigoureusement le cas en pratique et la valeur relative de l'écart entre les deux fréquences appelé *Sample Frequency Offset* (SFO) se chiffre en général en ppm (parties par million).

AFG



Figure 8.1 – Tektronix AFG3000

Le générateur de fonctions utilisé est un Tektronix AFG3021. Sa plage fréquentielle d'émission annoncée est de DC à 25 MHz avec un débit-échantillon maximal de 250 MS/s ;

Comme cela a déjà été évoqué dans la partie précédente, pour lutter contre le bruit de mesure, la caractérisation nécessite l'utilisation d'un nombre important de symboles CP-DCO-OFDM (typiquement 1000) et par conséquent un temps d'intégration relativement élevé. Dans ces conditions l'impact du SFO devient critique et il est nécessaire de le corriger. La technique d'estimation puis de correction SFO étant numérique, elle est détaillée dans la sous-section 9.3.3 du chapitre traitant de la partie logicielle du banc.

8.1.3 Fonction de transfert

Remarque : pour les raisons citées dans le chapitre 4, la fonction de transfert liée au trajet de la lumière est négligée dans l'expérimentation.

BiasT

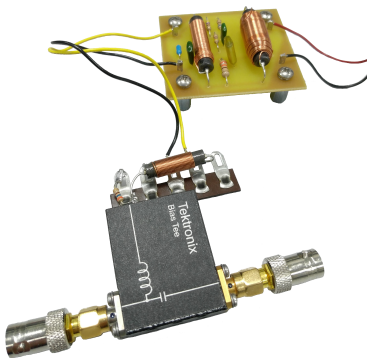


Figure 8.3 – Tektronix BiasT PSPL5580

Le BiasT utilisé est un Tektronix PSPL5580. Il possède une plage fréquentielle de fonctionnement plate annoncée de 40 kHz à 15 GHz. Cet

Oscilloscope

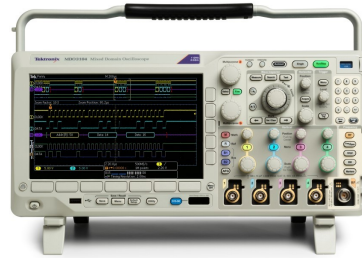


Figure 8.2 – Tektronix MDO3000

L'oscilloscope utilisé est un Tektronix MDO3034. Sa plage fréquentielle de réception annoncée est de DC à 350 MHz avec une fréquence d'échantillonnage maximale de 2,5 GHz.

LED



Figure 8.4 – LED Philips Lumileds 1202

La technologie des LED utilisées est « LED bleu+luminophore », ainsi le temps de conversion des photons par le luminophore limite gran-

élément s'est rapidement révélé comme problématique dû à sa coupure basse. Ainsi, pour effectuer des tests à faible éclairage, nous préférons utiliser une LED unitaire car la puissance en sortie de l'AFG est déjà suffisante pour l'alimenter (*i.e.* sans générateur DC ni BiasT).

dement la fréquence d'émission (cf. figure 8.15). Il est donc nécessaire de prendre en compte cette réponse fréquentielle dans la calibration du banc pour caractériser uniquement la réponse du récepteur et non le produit de convolution $h_{LED} * h_{photorécepteur}$.

En résumé, le BiasT et la LED n'ont pas une réponse fréquentielle plate sur toute la plage étudiée. Il est donc nécessaire d'effectuer une calibration du banc pour prendre en compte la décroissance d'amplitude en fonction de la fréquence due à ces appareils pour pouvoir la retrancher au comportement total observé. Le résultant est donc l'impact du photorécepteur seul.

8.1.4 BiasT Tektronix PSPL 5580 (calibration en fréquence)

Dans le cas d'utilisation de modules de LED au lieu de LED unitaires (pour les forts éclairages), il est nécessaire de rajouter une tension de polarisation car le générateur de fonction aléatoire n'est pas suffisamment puissant pour alimenter correctement ces modules. Ce signal DC est fourni par une unité source-mesure Keithley 2440 et le BiasT permet de sommer les 2 composantes pour obtenir le signal alimentant la LED émettrice.

Les biasT représentent un marché de niche pour des applications RF en général. Ainsi, ils sont généralement conçus pour des fréquences supérieures à 100 MHz et peu de choix sont assurés par les distributeurs.

Le schéma électrique équivalent est simplement composé d'un condensateur et d'une inductance disposés tels que sur la figure 8.5 pour sommer le signal AC et DC ou pour les séparer dans l'utilisation inverse.

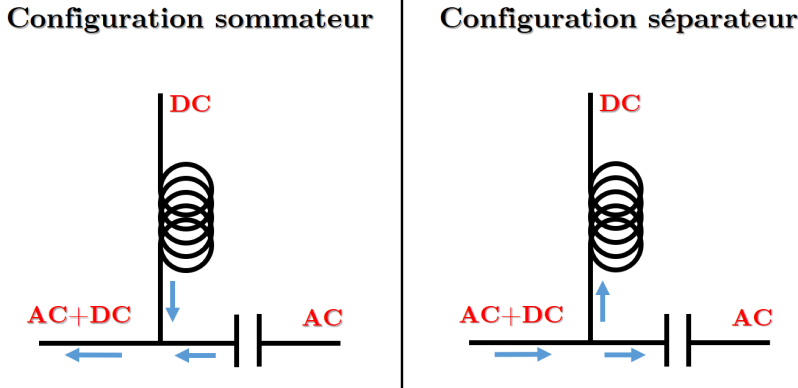


Figure 8.5 – Schéma électrique équivalent d'un biasT

Remarque : Dans le cadre de cette étude, ce biasT sert uniquement dans sa configuration sommateur.

Les valeurs des composants de la figure 8.5 sont en général optimisées en fonction de la fréquence du signal AC, or la modulation utilisée ici est multi-fréquentielle.

Cependant, les biasT commerciaux, réalisés avec des circuits plus complexes, permettent d'obtenir une réponse fréquentielle plate sur une large gamme. Notre choix s'est porté sur un biasT Tektronix PSPL5580 pour sa plage de fonctionnement à basse fréquence et sa capacité à supporter les courants de polarisation jusqu'à 2 A.

La plage fréquentielle du biasT est annoncée sur sa fiche technique comme variant de 10 kHz à 15 GHz [66]. Cependant les mesures que nous avons effectuées montrent une coupure basse effective

autour de 40 kHz. Ainsi, lorsqu'on travaille à des fréquences inférieures à cette valeur, il est nécessaire de prendre en compte la réponse fréquentielle de cet appareil dans la calibration du banc.

La réalisation effective de la calibration prendra en compte la réponse de la LED en plus de celle du biasT et sera présentée sur la figure 8.21.

8.1.5 LED (calibration en fréquence + linéarité)

8.1.5.1 Technologies des LED blanches

Remarque : Le principe physique de l'émission de lumière par des LED est détaillé dans l'annexe E en partant de l'arrangement cristallin.

Les dispositifs LED sont des assemblages semi-conducteurs qui émettent une lumière proportionnelle à leur largeur de gap (donc monochromatique). Deux méthodes sont utilisées pour obtenir une lumière blanche à partir de ces dispositifs :

- Ajout d'une couche de conversion : LED bleue + luminophore,
- Mélange de plusieurs couleurs : LED rouge, verte, bleue (LED RVB) et ambre dans certains cas (LED RVBA).

LED bleue + luminophore

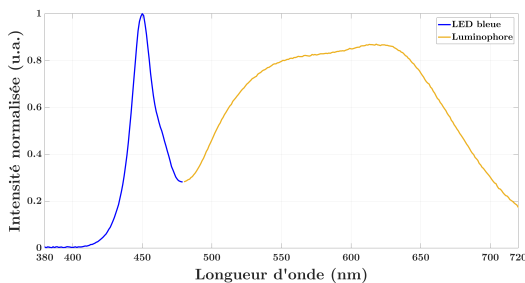


Figure 8.6 – Spectre d'une LED blanche de technologie « LED bleue+luminophore »

Multiples LED de couleurs différentes

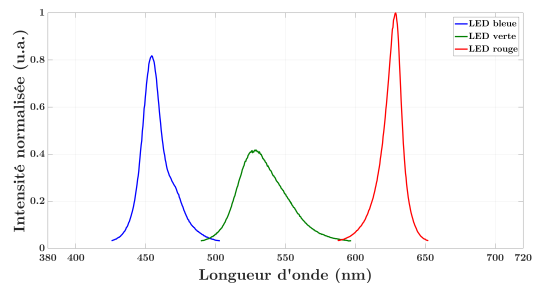


Figure 8.7 – Spectre d'une LED blanche de technologie « LED de couleurs différentes »

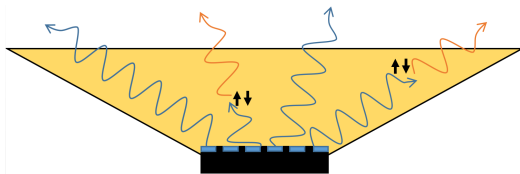


Figure 8.8 – Schéma d'une LED blanche de technologie « LED bleue+luminophore »

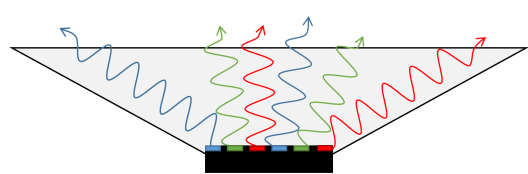


Figure 8.9 – Schéma d'une LED blanche de technologie « LED de couleurs différentes »

Cette technologie est actuellement la plus répandue pour l'éclairage au quotidien, sa simplicité de fabrication la rend financièrement plus accessible. Des LED bleues sont placées sous une matrice de phosphore inorganique YAG : Ce^{3+} (Yttrium Aluminium Garnet ou $\text{Y}_3\text{Al}_5\text{O}_{12} : \text{Ce}^{3+}$) qui a une certaine probabilité d'absorption des photons bleus pour réémettre dans une gamme de longueur d'onde plus élevée. Il est possible de choisir la température de couleur (*i.e.* la probabilité d'absorption) via la méthode de fabrication, le matériau dans lequel le YAG est noyé et l'épaisseur de la couche [67].

Cette technologie, bien que plus rare au quotidien est principalement utilisée pour des ampoules connectées d'ambiances avec possibilité de changer la couleur via une application sur smartphone. Elles sont plus coûteuses à fabriquer mais elles permettent d'avoir un débit LiFi trois fois plus important qu'avec une LED seule (cf. sous-section 3.1.2).

8.1.6 Différents types de LED

A ce jour, quatre types de LEDs se distinguent.

- Dual Inline Package (DIP) : principalement utilisées pour des voyants lumineux, ces LED fonctionnent à faible puissance et fournissent des faibles éclairagements. Elles sont couramment enveloppées dans des résines époxy pour élargir leurs angles solides d'émission et les protéger de l'environnement extérieur ;
- Surface Mounted Device (SMD) : pour composant monté en surface, ces LED sont donc destinées à être implémentées sur des circuits électroniques. Elles ont rapidement remplacé les LED DIP grâce à une taille plus réduite, un flux plus important, une meilleure dissipation thermique et une durée de vie accrue [68] ;
- High-Power : LED de fortes puissances servant pour l'éclairage (~ 200 lm max) pour des courants allant jusqu'à l'ampère. Cette forte puissance induite sur un composant de petite taille impose un système de dissipation thermique ;
- Chip on Board (CoB) : contrairement aux 3 autres technologies qui sont des LED unitaires, les CoB sont des modules composés de LED SMD assemblées côte à côte pour obtenir de forts éclairagements. En fonction de l'arrangement série/parallèle du circuit, cela permet également de choisir la tension/le courant de fonctionnement. Ces modules tendent à remplacer les LED High-Power car elles sont moins sensibles aux fluctuations de courant (utilisation plus loin de leur zone de claquage).

Le tableau 8.1 définit des ordres de grandeur en prenant un exemple des performances de chaque type de LED.



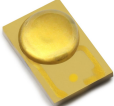

Photo de la LED				
Référence	Nichia NSPW 500GS-K1 (5mm)	Philips Lumileds Luxeon 3020 L130-4080 002011001	Philips Lumileds Luxeon Rebel Plus LX18-P140- Y	Philips Lumileds Luxeon CoB Core Range (Gen 3) L2C5- 40801216 E2300
Caractéristiques \ Type	DIP	SMD	High-Power	CoB
Flux typique (lm)	8	57	180	8176
Puissance (W)	0,06	0,37	2	55
Température de fonctionnement (°C)	25	25	90	85

Table 8.1 – Différentes technologies LED

8.1.7 LED sélectionnées pour l'étude

Les LED les plus utilisées pour l'éclairage sont celles de types « LED bleue+luminophore ». L'étude sera donc effectuée via ce type de LED et en particulier les High-Power et CoB. Dans cette étude, deux LED sont utilisées pour augmenter la gamme d'éclairage telle que décrite sur la figure 8.10.

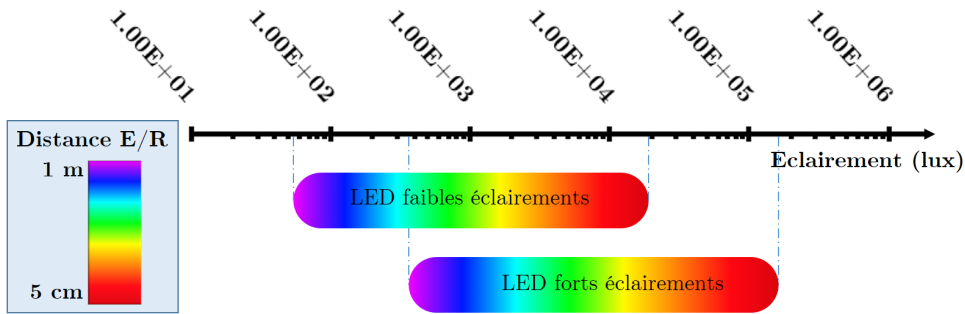


Figure 8.10 – Gamme d'éclairage des deux LED utilisées

Remarque : Un éclairage solaire maximal sur Terre (AM1.5) correspond environ à 100 000 lux. Un éclairage intérieur minimal pour être confortable doit être de 450 lux sur un plan de travail.

La figure 8.11 montre plus précisément les mesures d'éclairage par rapport à la distance obtenues pour les deux LED. On retrouve la variation selon la loi de Beer-Lambert qui prévoit une diminution de l'éclairage en $\frac{1}{r^2}$ en fonction de la distance r par rapport à la LED.

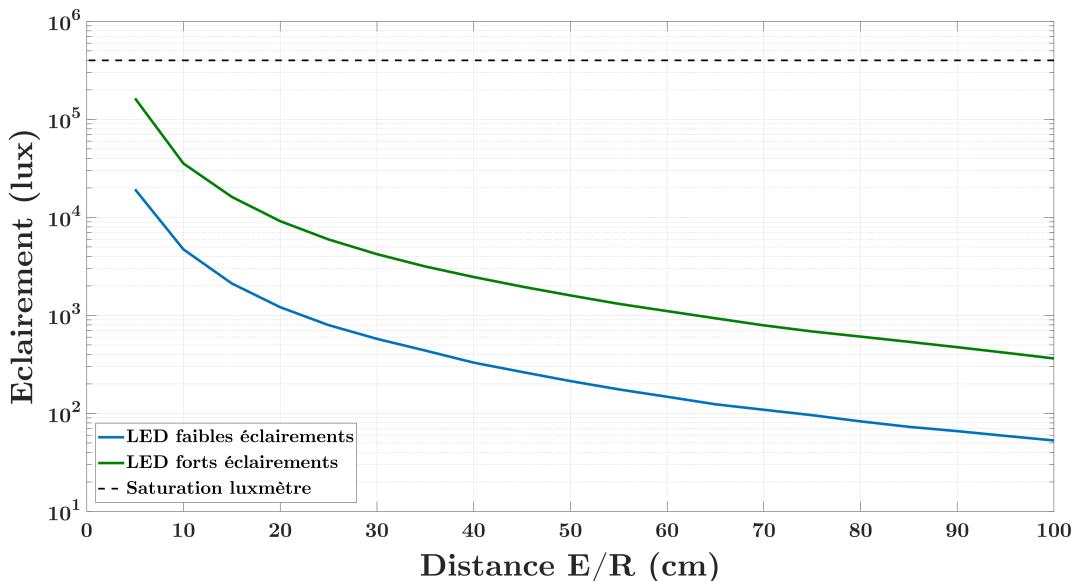


Figure 8.11 – Évolution de l'éclairage des deux LED en fonction de la distance

Ces deux LED sont décrites plus en détail dans les paragraphes suivants.

Faibles éclairages

Pour nos tests à faibles éclairages, nous avons sélectionné une LED de marque *Philips Lumileds* et plus précisément le modèle *Luxeon Rebel Plus*. Comme décrit dans l'annexe B, le générateur de fonction aléatoire du banc peut fournir une tension maximale de 10Vpp sous 50Ω soit 200mA ce qui correspond à une puissance maximum de 2 watts. On peut donc alimenter cette LED unitaire sans avoir recours à la polarisation par le Keithley 2440. Le grand avantage est donc la suppression de la fonction de transfert du biasT dans l'équation du canal mesuré.

Cette LED de puissance est couplée à un radiateur de refroidissement *SinkPAD II* pour éviter son échauffement et ainsi lui permettre d'atteindre un régime statique à plus basse température.

Référence de la LED faible éclairage : Philips Lumileds Luxeon Rebel Plus LX18-P140-Y.

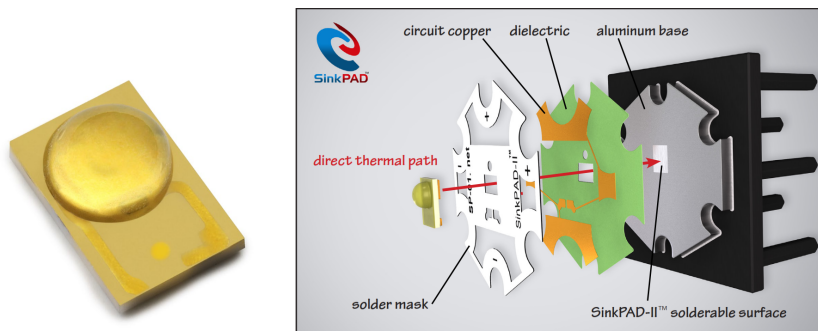


Figure 8.12 – LED High-Power et intégration sur un radiateur de dissipation thermique

Pour une utilisation du LiFi au quotidien, les modules de LED sont préférés car ils permettent un éclairage intense. Par exemple la LED unitaire utilisée consomme une puissance nominale de $2,875V * 0,35A = 1W$ et fournit un flux lumineux de l'ordre de 100 lm. Pour comparaison, une ampoule du commerce de 10W (panneau de LED+luminophore) procure un flux lumineux 10 fois plus intense.

Une LED unitaire actuelle fournit donc un flux lumineux insuffisant pour éclairer correctement et confortablement une salle.

Forts éclairements

La référence de la LED fort éclairage utilisée est : Philips Lumileds Luxeon CoB Core Range (Gen3) L2C5-40901202E0900. Ce module de LED fournit un flux lumineux de 850 lm pour une consommation de $35V * 0,20A = 7W$ ce qui correspond à une ampoule standard du commerce.

Remarque : La puissance de cette LED nécessite donc l'utilisation d'un BiasT.

Cette LED a été calibrée avec un goniomètre *VISO BaseSpion* afin de vérifier son homogénéité radiale.

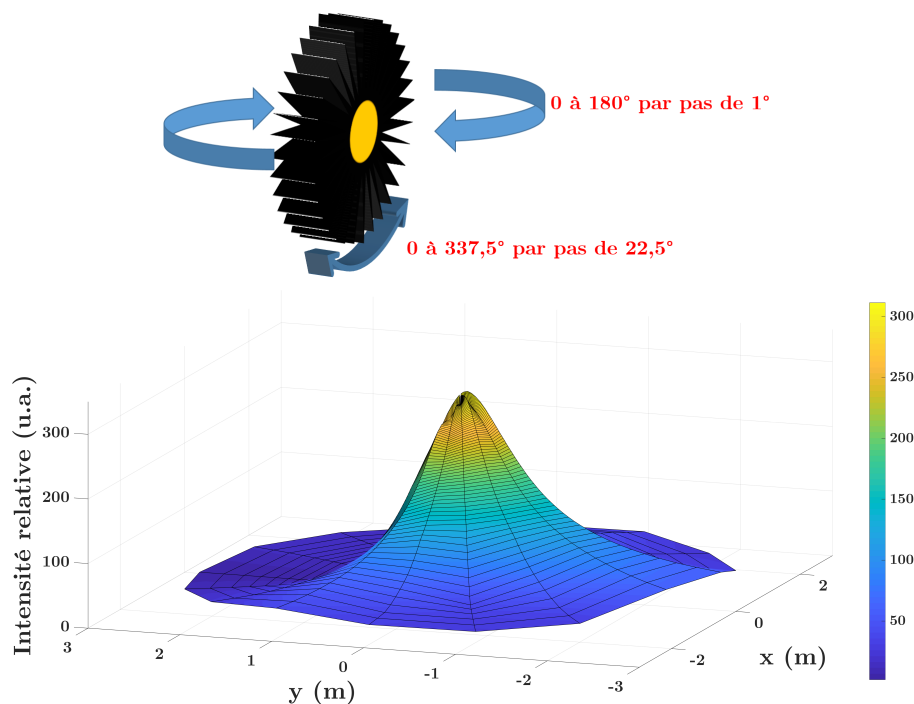


Figure 8.13 – Homogénéité radiale de la LED fort éclairage

La figure 8.13 permet d'observer que l'intensité d'une LED est beaucoup plus forte au centre de sa surface éclairée. Cette inhomogénéité se retrouve dans nos mesures lorsque la distance émetteur/récepteur (E/R) est faible. Ce comportement est également valable pour la LED précédente.

8.1.8 Impact du luminophore

Dans cette étude, on se limite à des LED d'une température de couleur de 4000K afin d'avoir des mesures comparables et de sélectionner un cas fréquent d'utilisation dû à un éclairage « plaisant » pour les éclairages usuels (200-1000 lux) [69][70].

Ainsi, le spectre de la LED fort éclairément est donné sur la figure 8.14.

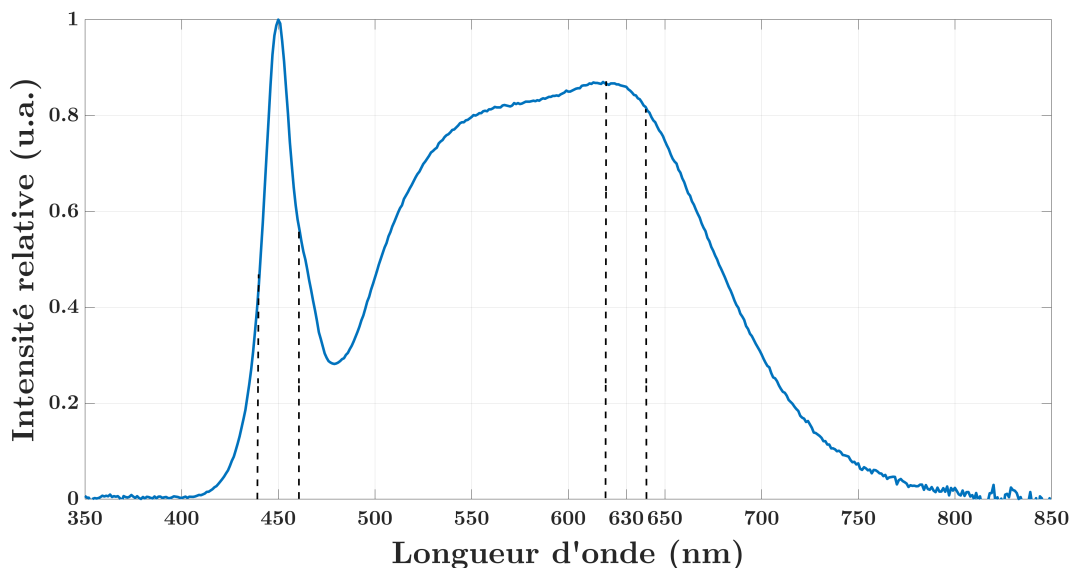


Figure 8.14 – Spectre LED Philips Luxeon CoB Core Range (Gen 3) L2C5-40901202E0900

La composante bleue provient directement de la LED GaN tandis que la composante du luminophore est issue d'une conversion $\lambda_{bleu} \rightarrow \lambda_{luminophore}$. Ce procédé n'étant pas instantané, la réception de ce signal arrivera en retard par rapport à celui provenant de la lumière bleue produite directement par la LED.

Pour démontrer ce phénomène, nous avons utilisé des filtres centrés sur les maxima de la LED (450nm) et du luminophore (630nm) comme nous pouvons l'observer sur la figure 8.14.

Références des filtres :

- Filtre 450 ± 10 nm : Thorlabs Spectral Filter FB450-10,
- Filtre 630 ± 10 nm : Thorlabs Spectral Filter FB630-10.

La figure 8.15 donne les fonctions de transfert mesurées avec chacun des 2 filtres (tracé bleu et rouge) par comparaison avec la fonction de transfert sans filtre (tracé vert).

Remarque : Les résultats de Grubor *et al.* [30], [31] énoncés dans la partie 3.1.1 de ce rapport sont bien retrouvés sur cette mesure.

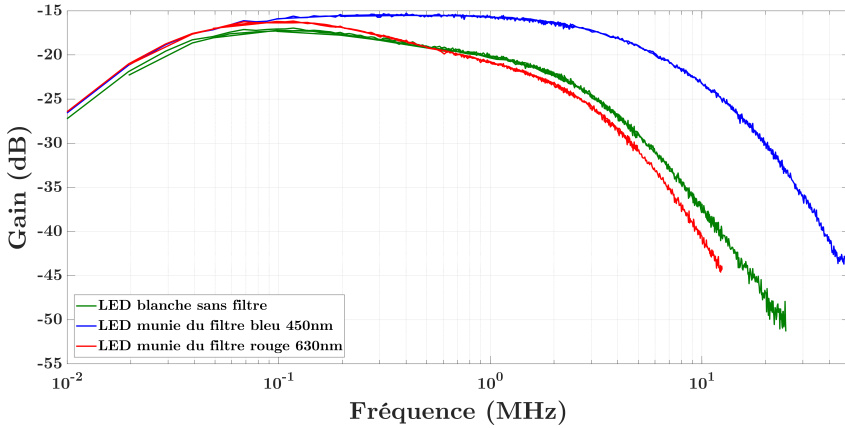


Figure 8.15 – Fonction de transfert de la lumière émise de la LED avec et sans filtre

La figure 8.15 montre que les fonctions de transfert sans filtre et avec le filtre calibré sur le luminophore sont similaires. On en déduit donc que lors de la réception, le signal relevé est principalement celui du luminophore (donc le plus lent). Cela est sûrement dû à une puissance spectrale 5,75 fois plus importante provenant de la conversion du polymère.

Remarque : le luminophore YAG utilisé pour les LED actuelles n'a pas été conçu pour travailler en dynamique avec un temps de réponse de l'ordre de μs comme le montre la figure 8.15. Cependant, des luminophores organiques tels que le BODIPY [71], le Super Yellow [72], les perovskites BBEHP-PPV et MEH-PPV [73],... (encore en études) affichent des réponses fréquentielles pouvant aller jusqu'à 100 MHz.

8.1.9 Plage d'utilisation linéaire des LED

Comme décrit dans la section 5.3 de ce document, pour que l'OFDM soit applicable il est nécessaire d'avoir un système linéaire (qui renvoie un sinus en sortie après avoir reçu un sinus). Ceci est validé pour une LED si et seulement si elle est dans sa zone de linéarité définie sur la figure 8.16.

En effet, la modulation OFDM est dite « d'amplitude », ce qui signifie que la définition des données est codée sur l'amplitude de la sinusoïde. Or si la LED est polarisée dans une zone non-linéaire, les amplitudes positives sont moins atténuées que les amplitudes négatives, on a donc une modification des données inhérente à la LED qui n'est pas prise en compte dans la programmation.

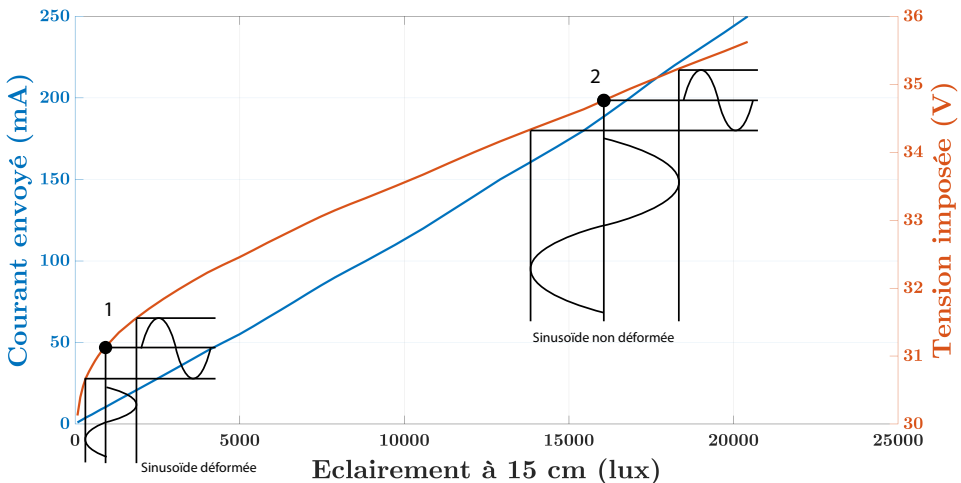


Figure 8.16 – Taux d'éclairement en fonction de l'alimentation de la LED - cas de la LED Luxeon L2C5-40901202E0900

En effet, en alimentant la LED avec un générateur de tension on peut choisir le point de polarisation à partir duquel on réalise la modulation. La polarisation au point n°1 de la figure 8.16 nous place dans un régime non-linéaire de la LED. Pour une sinusoïde envoyée, la LED émet une fluctuation d'éclairement non-sinusoïdale, ce qui représente concrètement une modification des données. Si en revanche on polarise la LED au point n°2 de la figure 8.16, on est dans le régime de linéarité de la LED. Pour une sinusoïde de tension envoyée, on a une variation sinusoïdale de l'éclairement proportionnelle à l'amplitude de l'alimentation. C'est donc ce point de polarisation que l'on choisira pour cette LED.

Remarque 1 : Même si nous présentons ici les mesures pour une seule LED, ce travail est réalisé pour les deux LED utilisées lors de cette étude afin de déterminer leurs points de fonctionnement optimaux.

Remarque 2 : Si la figure 8.10 démontre la possibilité d'obtenir un même éclairement au niveau du récepteur avec la LED faible éclairement proche ou la LED fort éclairement loin, nous verrons que la différence de linéarité de ces deux LED induira de fortes différences de performances. La LED faible éclairement ayant une zone de linéarité plus faible que la LED fort éclairement, elle verra ses performances réduites car son amplitude de modulation est plus faible.

Ces mesures sont confirmées après mise en place dans le système complet :

Linéarité des LED

Pour ce test, le banc est configuré pour envoyer des sinusoïdes via l'AFG couplé au générateur de courant pour la polarisation de la LED via le biasT. Côté réception, le photodétecteur Hamamatsu APD C12702-12 (figure 8.19) est utilisé pour vérifier la linéarité de la LED. Ce dernier est linéaire sur la plage considérée tel que défini par ses caractéristiques du tableau 8.2.

La vérification de linéarité sur la figure 8.17 est effectuée pour différentes fréquences : 100kHz, 1MHz, 5MHz et 10MHz.

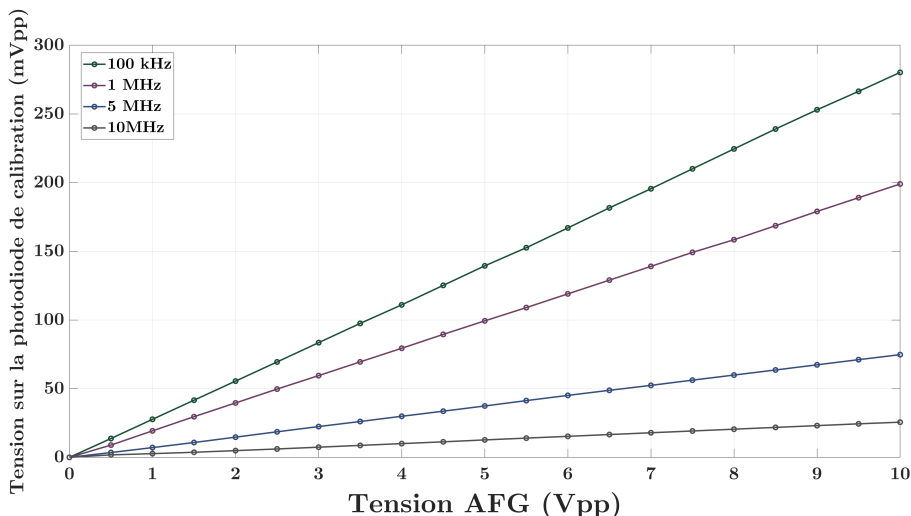


Figure 8.17 – Linéarité de la LED

La figure 8.17 démontre la linéarité de la LED Philips Lumileds 1202. Elle est donc compatible avec une utilisation du protocole OFDM. L'équivalent de cette mesure est réalisé pour l'autre LED et elle confirme cette caractéristique linéaire.

Linéarité des modules PV

La configuration précédente est réutilisée en remplaçant la photodiode par un module PV. Le module PV pris en exemple pour cette démonstration est un module de 13 cellules de technologie CIGS fabriqué par SolarFrontier.

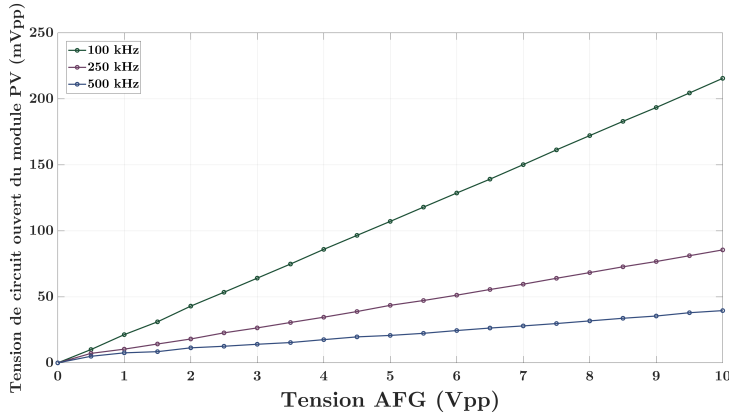


Figure 8.18 – Linéarité du module PV CIGS Solar Frontier

Encore une fois, la figure 8.18 démontre la compatibilité des modules PV pour la réception d'une communication OFDM.

8.1.10 Calibration des réponses fréquentielles des LED

Lorsqu'on opère à des fréquences supérieures au MHz, il est nécessaire de prendre en compte la fonction de transfert de la LED car son amplitude commence à décroître aux fréquences très élevées. Cette calibration, appliquée à la réponse fréquentielle consiste à retrancher la composante due à la LED pour conserver uniquement celle du récepteur à caractériser. En outre, cela permet également de supprimer l'impact de la coupure basse dû au caractère passe-bande du biasT.

Le fichier de calibration est effectué par le banc dans les mêmes conditions que la communication. Les fichiers actuels ont été générés à partir d'une réception par une photodiode Hamamatsu APD C12702-12 (figure 8.19) dont les caractéristiques sont décrites dans le tableau 8.2.

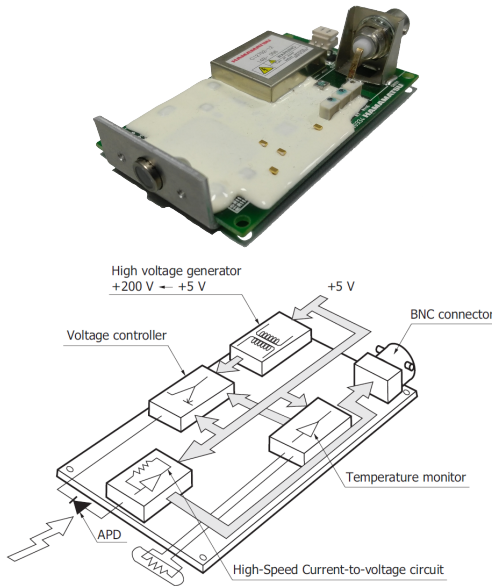


Figure 8.19 – Hamamatsu APD C12702-12

Surface du détecteur (mm ²)	7,07
Bande passante -3 dB (Hz)	4 k à 40 M
Gamme spectrale (nm)	200 - 1000
Pic de sensibilité spectrale (nm)	620
Puissance consommée (W)	0,4

Table 8.2 – Caractéristiques de la photodiode Hamamatsu APD C12702-12 [74]

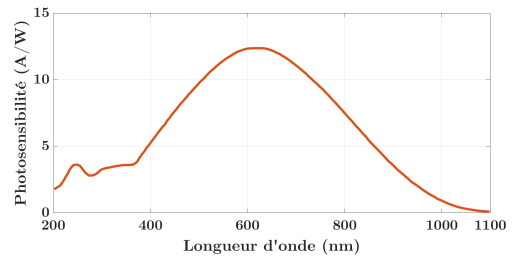


Figure 8.20 – Réponse spectrale de la photodiode Hamamatsu APD C12702-12

Un fichier de calibration est généré pour chaque sélection de nombre de sous-porteuses et chaque fréquence d'échantillonnage accessible dans les listes déroulantes de l'IHM du banc. À titre d'exemple, les mesures de calibration pour les configurations à 255 sous-porteuses sont représentées sur la figure 8.21.

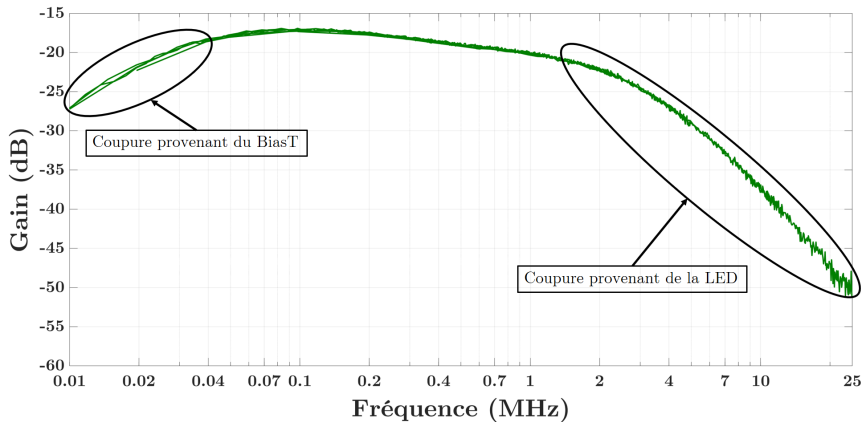


Figure 8.21 – Réponse fréquentielle de la LED fort éclairément - fichier de calibration pour les tests à 255 sous-porteuses

Ce sont ces différences d'amplitude qui seront retranchées sur les réponses fréquentielles mesurées par le banc en guise de calibration tel qu'illustré sur la figure 8.22. Ainsi donc, la réponse calibrée est celle provenant uniquement des performances du récepteur.

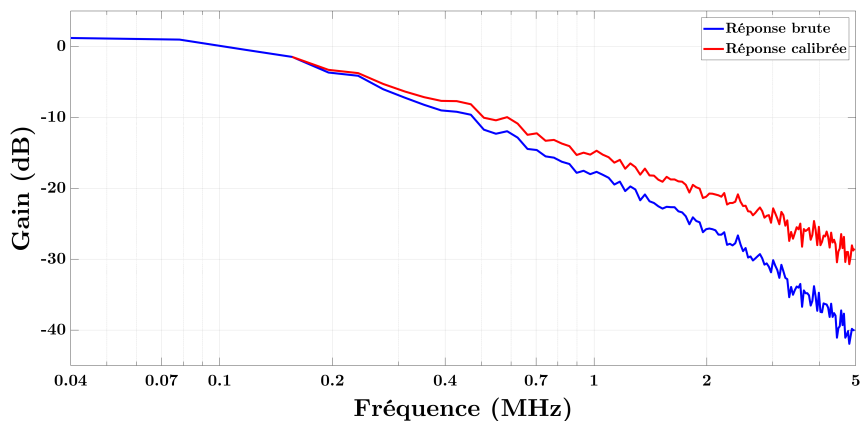


Figure 8.22 – Exemple de la prise en compte de la calibration pour une mesure (module CIGS AscentSolar)

8.2 Protection contre les ondes électromagnétiques (Blindage)

Les principales modifications résident dans un meilleur emplacement d'installation et des optimisations dans le sens du blindage aux ondes radios, principal inconvénient du banc à cause de la déportation du traitement des signaux par rapport à l'émetteur / le récepteur.

En effet, comme dans le cas d'une communication basée sur le domaine radio, deux sortes de fréquences sont utilisées : celle du signal modulant et celle de la porteuse telles que définies sur la figure 8.23.

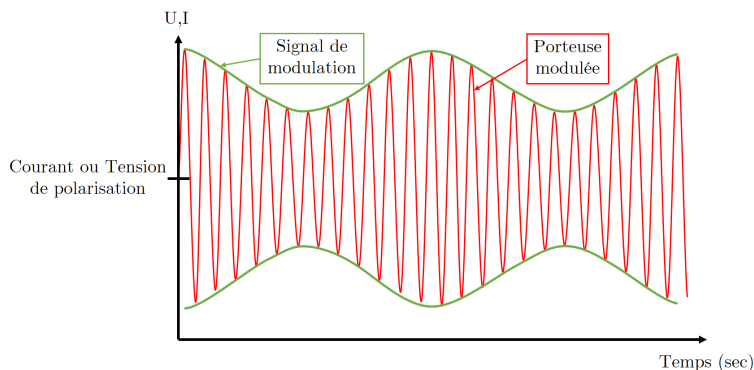


Figure 8.23 – Exemple de la modulation d'un signal

Dans le cas du LiFi, la porteuse du signal est la lumière visible. En considérant la partie ondulatoire de la lumière, on obtient des fréquences allant de 415 à 790 THz. Ainsi, les perturbations de la porteuse du signal LiFi sont les autres sources de lumière visible. En revanche, l'information est transmise sur la modulation du signal. Dans le cas d'un signal de type OFDM, cette modulation est multifréquentielle variant entre $]0; 200]$ MHz pour le LiFi ce qui peut rapidement entrer en interférences avec les signaux radio qui possèdent aussi bien leurs modulations et leurs porteuses dans cette même gamme fréquentielle.

8.2.1 Installation dans une cage de Faraday / chambre noire

La cage de Faraday est une enceinte métallique fermée. Elle peut être reliée à la terre pour que les perturbations électromagnétiques extérieures qui arrivent sur la cage soient directement redirigées à la terre, isolant de part ce fait tout ce qui se trouve à l'intérieur. De plus, cette boîte étant totalement opaque, les bruits dûs aux éclairages extérieurs sont eux aussi éliminés.

La figure 8.24 montre le niveau de bruit des mesures effectuées dans et hors de la cage de Faraday. L'installation dans cet environnement contrôlé apporte une atténuation générale de la densité spectrale de puissance de bruit d'environ 6 dB.

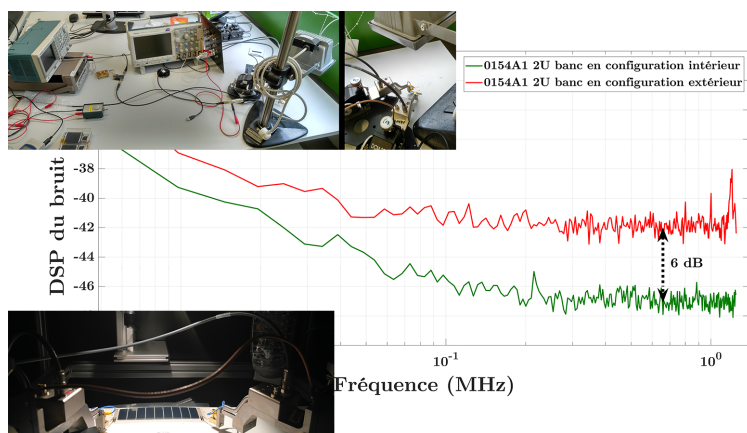


Figure 8.24 – Bruit environnemental dans et hors de la cage de Faraday

8.2.2 Utilisation de câbles blindés

Dans la première version du banc, des fils coaxiaux et simples sont utilisés sans distinction avec comme unique préoccupation, la correspondance avec les appareils. L'évolution du banc inclut un bannissement des fils simples à fiche banane pour passer sur des câbles coaxiaux bifilaires ou trifilaires tels que décrits sur la figure 8.25.

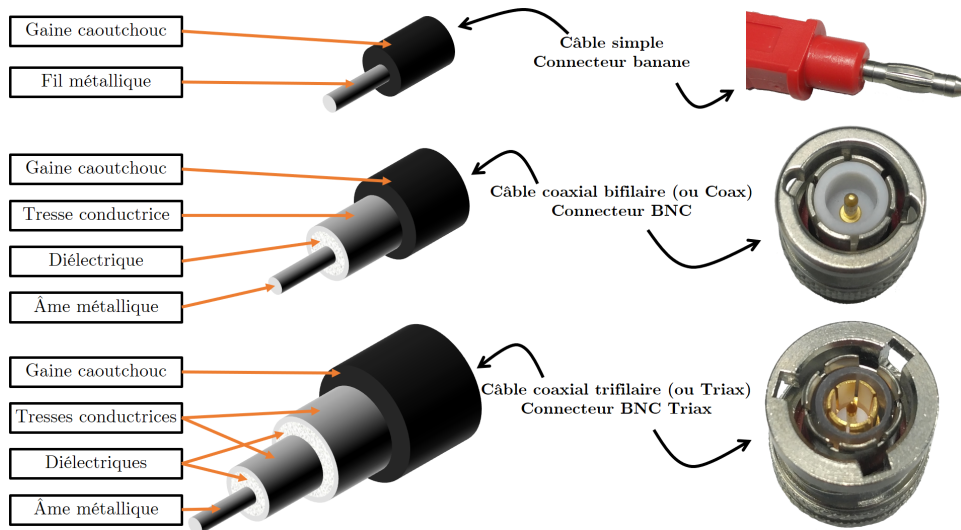


Figure 8.25 – Câble simples - câble coax et câble triax

Sur la version finale du banc de test, les connections des instruments jusqu'à la LED sont toujours assurées par des câbles coaxiaux bifilaires dont l'âme est utilisée comme la partie positive du signal et la tresse conductrice comme sa partie négative.

Dans une telle configuration, le connecteur positif est préservé des champs électromagnétiques environnementaux par la tresse conductrice. Cependant, cette dernière est utilisée en tant que connecteur négatif et le signal peut donc subir des altérations. Les signaux envoyés définissant les différences de potentiels entre les deux connecteurs ayant des tensions de plusieurs volts, on peut négliger l'impact des perturbations sur l'alimentation de la LED.

En revanche, au niveau de la réception, les modulations des signaux sont de faibles intensités et doivent être préservées au maximum du bruit ambiant. On n'utilisera donc jamais l'âme extérieure d'un câble coaxial côté récepteur. Ce dernier aura la seule fonctionnalité de blindage aux perturbations RF environnantes. Pour cela, on utilise des pointes spéciales pour prendre les contacts des cellules / modules PV testés.

8.2.3 Reprise de contact sous pointes hautes fréquences

Pour plus de praticité et toujours dans le but de réduire l'impact du bruit environnant sur les mesures, le banc utilise des pointes spécialement prévues pour recevoir des signaux jusqu'à 150 MHz. Ces dernières, détaillées en Annexe B, possèdent un blindage allant quasiment jusqu'au bout de la pointe (cf. figure B.6), le signal est récupéré sur une sortie coaxiale trifilaire dont seul l'âme contient le signal, soit avec 2 niveaux de blindage. Les pointes sont également en condition de masses communes, masses reliées à celle de l'oscilloscope, la cage de Faraday, les générateurs et le bâtiment du laboratoire.

Au niveau de l'oscilloscope, ce blindage est réduit à une seule épaisseur pour la compatibilité avec ses entrées. Deux entrées sont donc utilisées et la différence de potentiel est calculée sur l'ordinateur via Matlab.

Remarque : Cette différence peut également être calculée avec la fonction « math » de l'oscilloscope mais les calculs effectués sont arrondis afin de réduire le temps d'exécution et les rendre opérables à des fréquences d'échantillonnages de 2,5 GS/s. On préfère donc faire opérer ce calcul par l'ordinateur pour optimiser la résolution du résultat.

8.3 Configuration du banc en environnement extérieur

Le banc a été conçu pour être transportable en extérieur avec peu de modifications. Ceci est rendu possible grâce à des équipements de tailles raisonnables et un traitement du signal optimisé nécessitant peu de puissance de calcul.

L'équipement du banc est installé sur une table (figure 8.26) qui est ensuite placée à l'extérieur du bâtiment du laboratoire pour pouvoir mesurer les performances LiFi des récepteurs en présence d'un éclairage solaire.

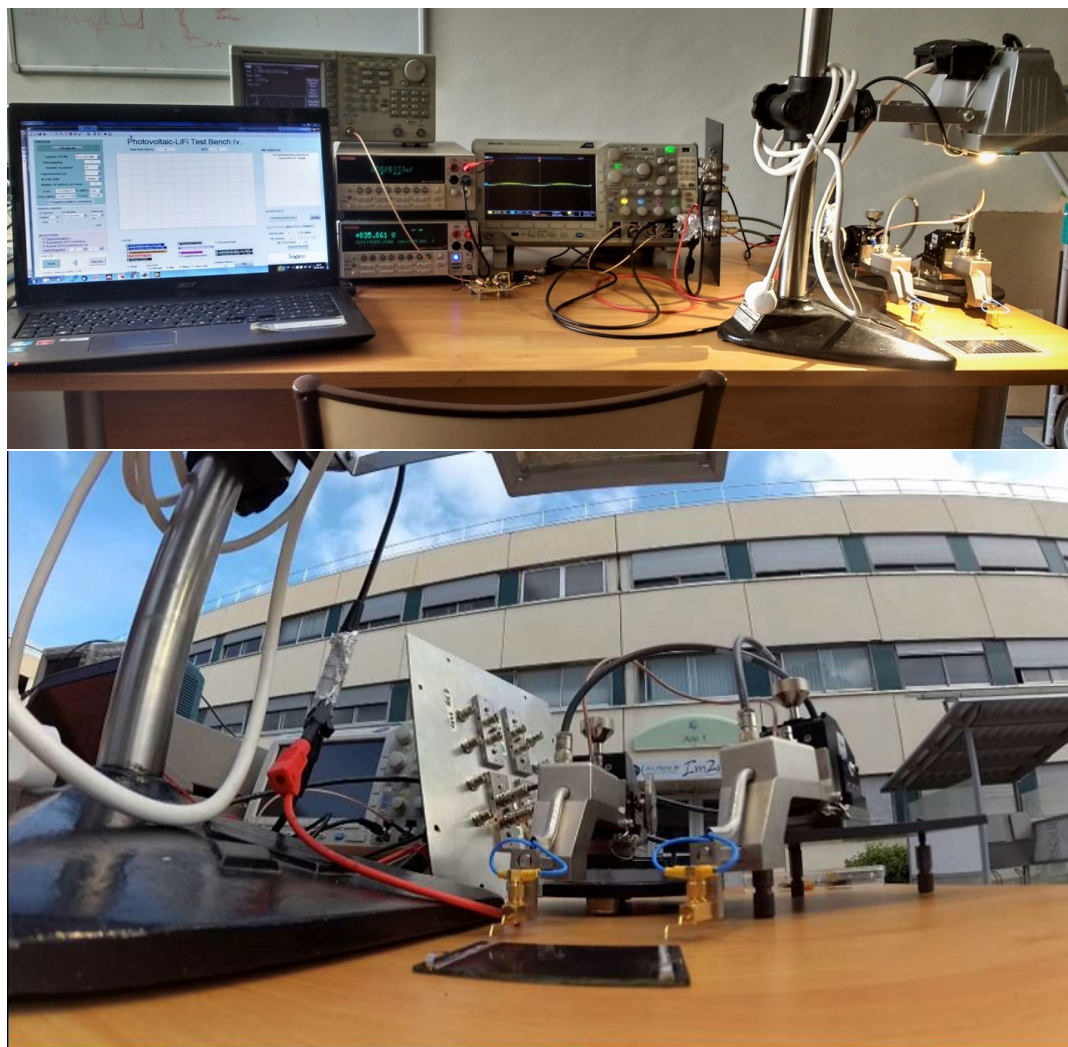


Figure 8.26 – Photo du banc en configuration outdoor

Le taux d'éclairage solaire incident est mesuré en W/m^2 avec une photodiode Solems RG100 (figure 8.27) en parallèle de la mesure. L'intérêt de la modulation OFDM ici est la rapidité d'exécution. En effet, la puissance de l'éclairage solaire est fluctuante mais chaque mesure étant assurée en quelques dizaines de millisecondes, on peut considérer que l'intensité du flux solaire reste constant pendant cette durée.



Figure 8.27 – Photodiode RG100 utilisée pour la mesure de la puissance lumineuse solaire

La problématique principale de cette configuration du banc est la vulnérabilité aux ondes RF. En effet, lorsqu'on est dans le laboratoire en condition « standard » définie par la figure 7.1, la cage de Faraday effectue un filtrage du bruit environnant sur toutes les fréquences. On a donc une augmentation du bruit global tel qu'annoncé sur la figure 8.24 ainsi que des pics RF localisés qui peuvent apparaître aléatoirement. Un exemple de mesure du bruit d'une mesure en extérieur est visualisable sur la figure 8.28.

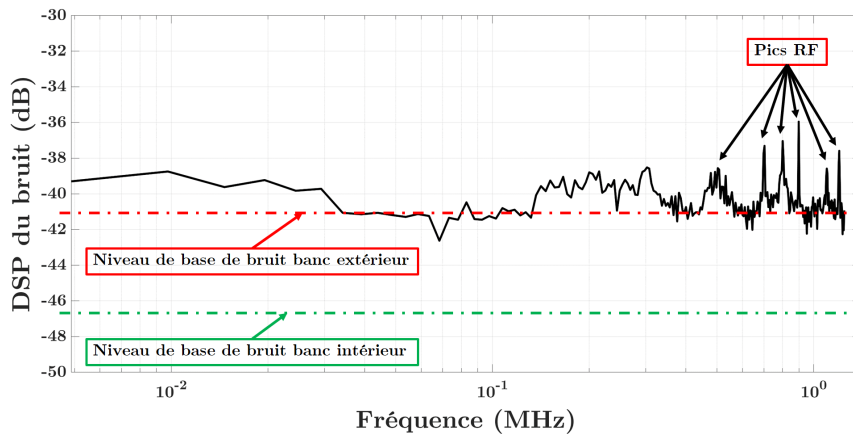


Figure 8.28 – Exemple du bruit d'une mesure en extérieur

Partie logicielle

9.1 Interface utilisateur

Ce chapitre décrit le fonctionnement du logiciel de contrôle du banc de caractérisation ainsi que les traitements des signaux permettant d'estimer les critères de performances de la communication tels que définis dans le chapitre 6 de la partie précédente. Un diagramme chronologique de l'évolution du logiciel au cours de l'étude est donné sur l'annexe D pour information.

Un ensemble de codes Matlab a été développé pour générer des signaux CP-DCO-OFDM, analyser le transfert entre les signaux émis et reçus, ceci avec une automatisation du pilotage des équipements – à travers l'application *Virtual Instrument Standard Architecture* (VISA) définie par Keysight™ (anciennement Agilent Technologies®). Pour permettre de réaliser plus facilement un grand nombre de caractérisations avec des paramètres différents, l'ensemble du système est contrôlé au moyen d'une interface utilisateur développée sous Matlab et présentée dans la figure 9.1.

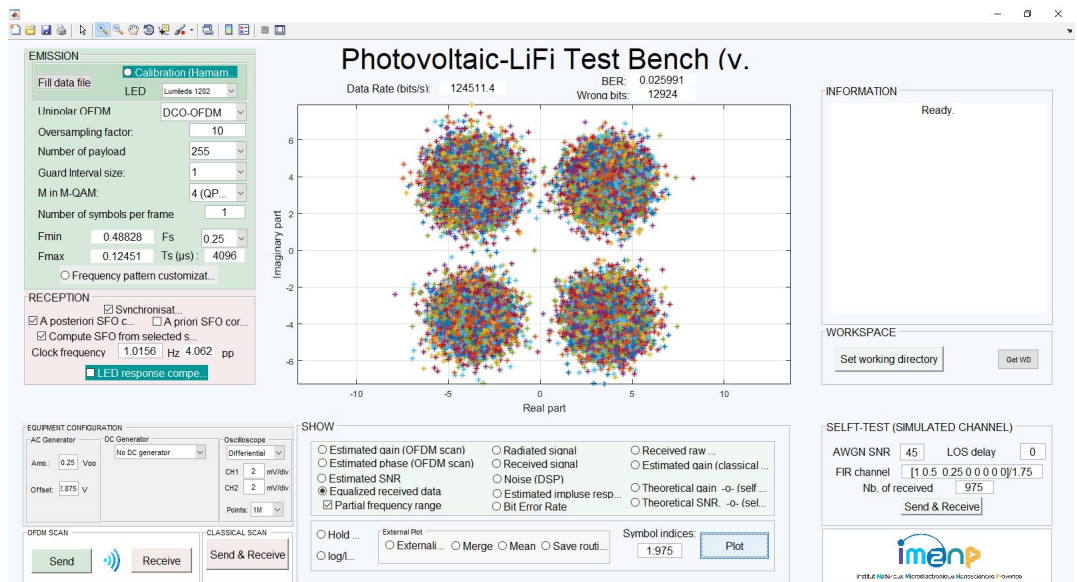


Figure 9.1 – Vue de l'interface utilisateur du banc de caractérisation

Sur la gauche, le bloc supérieur (en vert) permet de définir les paramètres du flux CP-DCO-OFDM à émettre. Le bloc immédiatement en dessous (en rose) permet d'activer ou de désactiver les traitements effectués à la réception pour le décodage du signal reçu comme par exemple l'étape

de synchronisation ou de correction du décalage de fréquence d'échantillonnage (SFO). Encore en dessous, se trouve un bloc permettant de contrôler les paramètres électriques du générateur de fonctions (AFG) ainsi que ceux du générateur de courant nécessaires à la polarisation de la LED fort éclairément.

Le milieu de l'interface est réservé à l'affichage des résultats.

Sur la partie supérieure droite, une fenêtre d'information permet de connaître l'avancée des traitements. Enfin, le bloc inférieur droit est dédié à la partie simulation. Ce mode de fonctionnement a permis la mise au point des algorithmes lors de la conception du banc. Il peut permettre actuellement de vérifier que tout fonctionne correctement ou encore de valider de futures améliorations au niveau des traitements.

Pour effectuer une caractérisation, il conviendra d'appuyer successivement sur les trois boutons : 'Fill data file' (tout en haut à gauche), 'SEND' puis 'RECEIVE' (en bas à gauche). Chacune de ces trois principales étapes correspondent à un ensemble de traitements qui vont être détaillés dans les paragraphes suivants.

Algorithme :

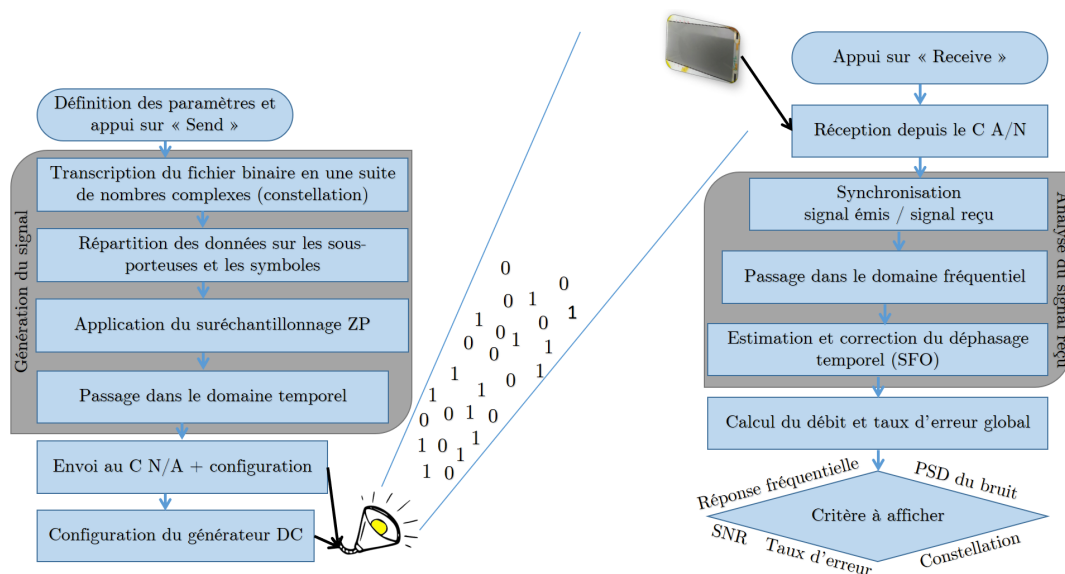


Figure 9.2 – Architecture du logiciel

9.2 Génération du signal d'émission

9.2.1 Paramètres d'entrée

La construction du signal numérique temporel destiné à être émis est effectuée à partir des paramètres concernant le flux CP-DCO OFDM saisis depuis l'IHM. (Le texte en police courrier `texte` reprend le nom des variables telles qu'elles apparaissent dans l'interface graphique de la figure 9.1).

- `Number_of_payload` est le nombre de données à transmettre. La composante continue ne porte pas de données et la moitié des porteuses porte le complexe conjugué des données. Donc pour construire un signal de $2K$ porteuses transportant `Number_of_payload` données

- il faudra prendre $\text{Number_of_payload} = K - 1$.
 (On dira que Number_of_payload est le nombre de porteuses utiles)
- $\text{Number_of_symbol_per_frame} = M'$: une trame (*frame*) consiste en une séquence de M' symboles différents. Cette trame sera répétée par l'AFG pendant la durée de l'envoi. Le nombre total M de symboles n'est pas connu au moment de l'envoi il sera déterminé en sortie à la fin de l'acquisition. Pour des raisons de stockage RAM de l'AFG cette grandeur M' est généralement choisie égale à 1.
 - M_in_M-QAM est l'ordre de la modulation. $\log_2(\text{M_in_M-QAM})$ est le nombre de bits d'une donnée à transmettre. En général on prendra $\text{M_in_M-QAM} = 4$ pour assurer une puissance de signal constante sur toutes les fréquences.
 - $\text{Oversampling factor} = \gamma$: facteur de suréchantillonnage. Le nombre $\gamma - 1$ est un nombre entier d'échantillons à insérer par interpolation entre chaque paire d'échantillons de la représentation temporelle initiale d'un symbole OFDM. Un symbole OFDM passe de $2K$ à $\gamma 2K$ échantillons après suréchantillonnage.
 - $\text{Guard_interval_size}$: taille de l'intervalle de garde. Pour un IG de L échantillons, c'est la fraction entière $\frac{2K}{L}$. On le prend suffisamment grand pour qu'il soit supérieur au temps de réponse du système ; en pratique on le prend égal à 1.
 - Fs (MHz) est le débit-échantillon. On déduit de Fs et K les paramètres auxiliaires suivants Fmin (affichée en kHz) = $\frac{\text{Fs}}{2K}$ (valeur min de la bande de fréquences explorée), Fmax (MHz) = $\frac{1}{2}\text{Fs} - \text{Fmin}$ (valeur max de la bande de fréquences explorée) et Ts (μs) = $\frac{2K+L}{\text{Fs}}$ (durée du symbole CP-OFDM, $T_u + T_{CP}$).

Remarque : la fréquence d'échantillonnage de l'oscilloscope (et par conséquent, le débit-échantillon de l'AFG) doit être choisie dans une liste de fréquences imposées à sélectionner sur l'interface utilisateur.

9.2.2 Construction du signal CP-DCO-OFDM suréchantillonné

On énumère ici les étapes réalisées par le logiciel avant envoi à l'AFG. Le processus est répété pour chaque symbole m de la trame de M' symboles.

1. **Génération de données binaires :**
à partir de $M_{ary} = \text{M_in_M-QAM}$ et de $K = \text{Number_of_payload} + 1$, on génère aléatoirement une séquence de $(K - 1) \log_2(M_{ary})$ bits.
2. **Génération de données complexes :**
la séquence de bits est codée en $K - 1$ données complexes d_k^m , $k = 1, \dots, K - 1$.
3. **Génération de la représentation spectrale d'un symbole DCO-OFDM :**
la séquence de données complexes sert à la construction du spectre du symbole DCO-OFDM $S[k]^m$ $k = -K, \dots, K - 1$ par symétrie hermitienne comme suit :
 - $S^m[0] = 0$ car la composante continue est fixée séparément,
 - $S[k]^m = d_k^m$ pour $k = 1, \dots, K - 1$ sont les valeurs du spectre pour les fréquences > 0 ,
 - $S[-k]^m = \bar{d}_k^m$ pour $k = 1, \dots, K - 1$ sont les valeurs du spectre pour les fréquences < 0 ,
 - $S^m[-K] = 0$ pour respecter la symétrie hermitienne.
4. **Extension de la représentation spectrale par « bourrage de zéros » :**
On prolonge la représentation spectrale du symbole par $2\gamma - 1$ valeurs nulles avec $\gamma = \text{Oversampling factor}$ de la façon suivante :
 - $S^m[k] = 0$ pour $k = K, \dots, \gamma K - 1$
 - $S^m[-k] = 0$ pour $k = K + 1, \dots, \gamma K$
5. **Représentation temporelle du symbole DCO-OFDM suréchantillonné :**
On construit $2\gamma K$ échantillons temporels par TFDI de la représentation spectrale étendue (voir paragraphe sur le suréchantillonnage de la section 5.3)

$$s^m[n] = \frac{1}{\gamma K} \sum_{k=0}^{K-1} \text{Re}[d_k^m] \cos(2\pi \frac{kn}{2\gamma K}) - \text{Im}[d_k^m] \sin(2\pi \frac{kn}{2\gamma K}) \quad n = 0, \dots, 2\gamma K - 1. \quad (9.1)$$

On obtient le vecteur de dimension $2\gamma K$ suivant $[s^m[1], \dots, s^m[2\gamma K]]$

6. Génération du symbole CP-DCO-OFDM par rajout du préfixe cyclique :

On prolonge par périodicité le symbole DCO-OFDM suréchantillonné en recopiant les γL derniers échantillons devant le symbole.

On obtient le vecteur $[s^m[2\gamma(K-L)], \dots, s^m[2\gamma K], s^m[0], \dots, s^m[2\gamma K-1]]$

9.2.3 Construction du signal CP-DCO-OFDM analogique

1. Envoi à l'AFG :

L'ensemble des $M'(2K+L)$ échantillons est envoyé au générateur de fonction aléatoire ainsi que la fréquence d'échantillonnage choisie F_s accompagné des paramètres **Amp** et **Offset** correspondant respectivement à la valeur crête à crête de la composante variable et à la valeur de la composante continue (en volts).

2. Rajout d'une seconde composante continue :

Le choix ou non d'une tension continue additionnelle et sa valeur sont aussi transmis par le logiciel au générateur de tension.

9.3 Acquisition et mise en forme du signal reçu

9.3.1 Acquisition

Le logiciel envoie à l'oscilloscope la valeur F_s qui sera utilisée comme fréquence d'échantillonnage, ainsi que le nombre d'échantillons à acquérir, dont la limite est sa taille mémoire. A la fin de l'acquisition les échantillons stockés en RAM sont envoyés sur le PC où ils sont synchronisés avant enregistrement dans un fichier.

9.3.2 Synchronisation

Nous avons vu précédemment que l'estimation numérique de la réponse en fréquences $H[k]$ du canal de communication LiFi avec des symboles CP-OFDM consistait à effectuer le rapport entre la donnée reçue à travers le canal et la donnée émise, ceci pour chaque sous-porteuse k et pour chaque symbole m . Il est donc nécessaire de synchroniser la séquence numérique temporelle reçue avec la séquence émise.

Dans une véritable situation de télécommunication, les données émises ne sont pas connues et cette synchronisation est alors effectuée en exploitant la redondance apportée par l'intervalle de garde ainsi que des signaux pilotes connus du récepteur.

Dans le cas du banc de caractérisation, la totalité de la séquence numérique à l'émission est bien évidemment connue. L'estimation du retard de synchronisation (en nombre d'échantillons) sera alors obtenue en calculant l'abscisse du maximum de la fonction d'intercorrélation $\Gamma_{sy}[r]$ entre les séquences émises $s[n]$ et reçues $y[n]$. Nous avons vu précédemment qu'en raison de limitations au niveau de la mémoire de l'AFG, les symboles OFDM émis sont en général tous identiques. Dans ces conditions le retard de synchronisation ne peut pas être supérieur à la durée d'un symbole CP-OFDM, soit $L+2K$ échantillons. On calculera donc la fonction :

$$\Gamma_{sy}[r] = \sum_{n=0}^{M(L+2K)-1} s[n]y[n-r], \quad r = 0, 1, \dots, L+2K.$$

dont l'abscisse r du maximum donnera le décalage nécessaire à la synchronisation.

Remarque : il est bien connu que la fonction d'intercorrélation est un estimateur optimal (au sens du maximum de vraisemblance) dans le cas où le canal h est linéaire et le bruit de mesure est blanc gaussien.

Un exemple de fonction d'intercorrélation obtenue avec des signaux OFDM est donné sur la figure 9.3.

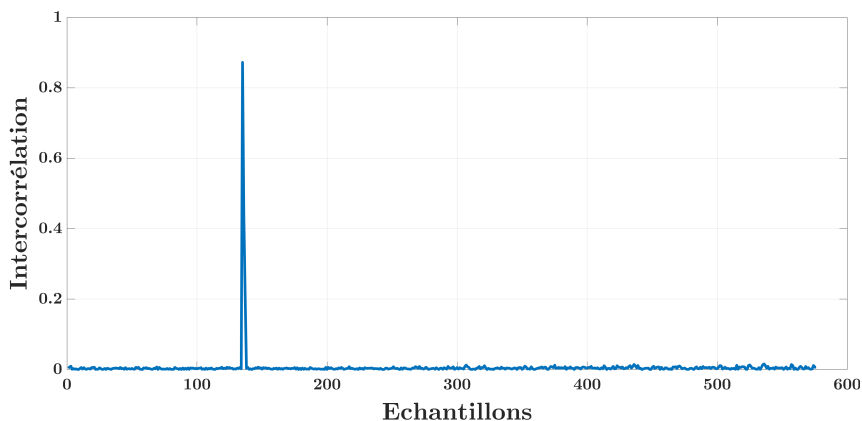


Figure 9.3 – Exemple de résultat d'intercorrélation obtenu par le banc

Sur cet exemple, on voit qu'il faudra supprimer les 134 premiers échantillons dans la séquence reçue pour synchroniser la réception avec l'émission.

9.3.3 Estimation et correction du SFO

La figure 9.4 illustre l'impact du SFO sur les constellations (il s'agit ici de signaux réels) lorsque l'on augmente le temps d'intégration (en bleu). On peut voir en vert, l'efficacité de la correction dont le principe va être détaillé ici.

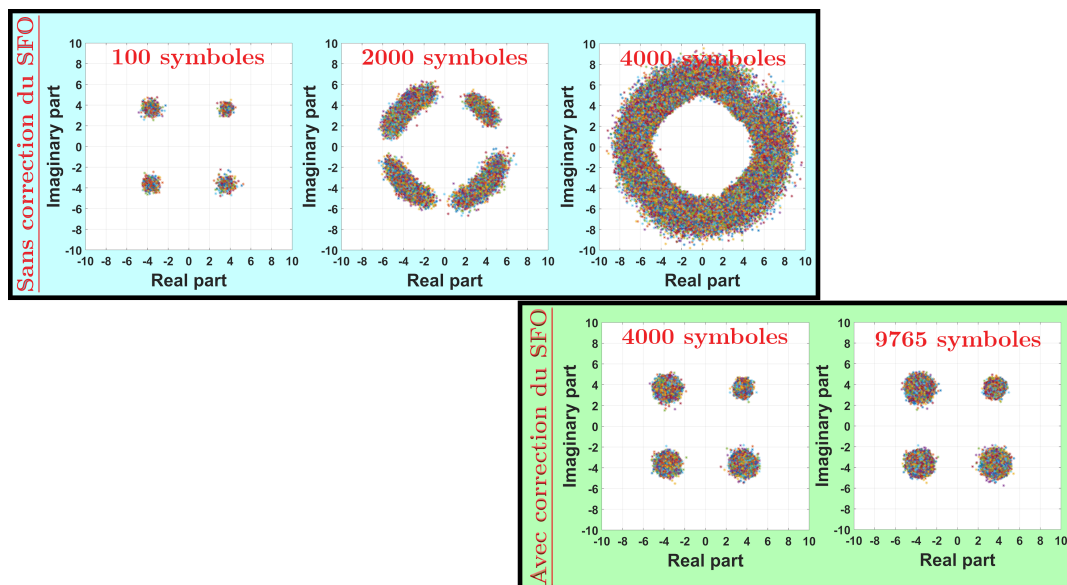


Figure 9.4 – Effet du SFO sur les constellations reçues et résultats après correction

Pour simplifier les développements mathématiques qui vont suivre, on négligera ici tout effet de canal, et on considèrera donc que après synchronisation, le signal reçu correspond au signal émis au problème de SFO près.

On suppose que, à la réception, la période d'échantillonnage utilisée par l'oscilloscope n'est plus strictement égale à la période-échantillon $\Delta_t = \frac{1}{2K\Delta_f}$ de l'AFG, mais devient $\Delta'_t = \Delta_t(1 + \epsilon)$ avec ϵ , l'écart relatif caractérisant le SFO. A la réception, après synchronisation sur le début de la partie utile du symbole $m = 0$, on peut identifier deux difficultés liées à la présence du SFO sur la version échantillonnée d'un symbole CP-OFDM indicé m reçu :

1. Le signal ayant été synchronisé sur le symbole 0, la synchronisation sur un symbole $m > 0$ devient erronée. En effet, le symbole m étant émis un temps $m(L + 2K)\Delta_t$ après le symbole 0, la synchronisation sur le symbole m consiste à effectuer un simple décalage de $m(L + 2K)$ échantillons. Le SFO fait que ce décalage correspond en réalité à un retard égal à $m(L + 2K)\Delta'_t = m(L + 2K)\Delta_t(1 + \epsilon)$ et une erreur temporelle de $m(L + 2K)\Delta_t\epsilon$ est donc commise au niveau de la synchronisation. Cette erreur augmentant avec l'indice m , nous pouvons comprendre la dérive de phase observée sur la figure 9.4 lorsque le nombre de symboles augmente.
2. L'échantillonnage du symbole m est bien évidemment erroné puisque la période d'échantillonnage est Δ'_t alors qu'elle devrait être égale à Δ_t .

L'effet cumulé des deux imperfections que nous venons d'évoquer conduit à considérer l'expression suivante pour le m -ième symbole reçu après synchronisation et échantillonnage :

$$y^m[n] = \frac{1}{2K} \sum_{k=-K}^{K-1} \underbrace{\exp[-2i\pi km(L + 2K)\Delta_t\Delta_f\epsilon]}_{\text{erreur de synchronisation}} S^m[k] \underbrace{\exp[2i\pi kn\Delta_t\Delta_f(1 + \epsilon)]}_{\text{erreur d'échantillonnage}} .$$

En regroupant les deux exponentielles et en utilisant $\Delta_t\Delta_f = \frac{1}{2K}$, il vient :

$$y^m[n] = \frac{1}{2K} \sum_{k=-K}^{K-1} S^m[k] \exp \left[2i\pi k \left(\frac{n}{2K}(1 + \epsilon) - \frac{m(L + 2K)}{2K}\epsilon \right) \right] .$$

Dans le domaine spectral, nous obtenons successivement après TFD avec $k' = -K, \dots, K - 1$:

$$\begin{aligned} Y^m[k'] &= \sum_{n=-K}^{K-1} \frac{1}{2K} y^m[n] \exp \left(\frac{-2i\pi k'n}{2K} \right) \\ &= \frac{1}{2K} \sum_{k=-K}^{K-1} S^m[k] \sum_{n=-K}^{K-1} \exp \left[2i\pi k \left(\frac{n}{2K}(1 + \epsilon) - \frac{m(L + 2K)}{2K}\epsilon \right) - 2i\pi \frac{nk'}{2K} \right] \\ &= \frac{1}{2K} \sum_{k=-K}^{K-1} S^m[k] \sum_{n=-K}^{K-1} \exp \left[2i\pi \frac{(k - k')n}{2K} + 2i\pi \frac{kn\epsilon}{2K} - 2i\pi km \frac{L + 2K}{2K}\epsilon \right] \\ Y^m[k'] &= \frac{1}{2K} \sum_{k=-K}^{K-1} S^m[k] \exp \left[-2i\pi km \frac{L + 2K}{2K}\epsilon \right] \sum_{n=-K}^{K-1} \exp \left[2i\pi \frac{(k - k')n}{2K} \right] \exp \left[2i\pi \frac{kn\epsilon}{2K} \right] \quad (9.2) \end{aligned}$$

Dans l'expression précédente, la fonction

$$I_{kk'}(\epsilon) = \sum_{n=-K}^{K-1} \exp \left[2i\pi \frac{(k - k')n}{2K} \right] \exp \left[2i\pi \frac{kn\epsilon}{2K} \right]$$

permet de quantifier la perte graduelle d'orthogonalité entre les sous-porteuses liée au SFO. On a en effet sans SFO ($\epsilon = 0$) :

$$I_{kk'}(0) = \sum_{n=-K}^{K-1} \exp \left[2i\pi \frac{(k-k')n}{2K} \right] = \begin{cases} 0 & \text{pour } k \neq k' \\ 2K & \text{pour } k = k' \end{cases}$$

On retrouve bien l'orthogonalité stricte entre les sous-porteuses liée à l'OFDM.

Dans le cas général, on peut écrire successivement :

$$\begin{aligned} I_{kk'}(\epsilon) &= \sum_{n=-K}^{K-1} \exp \left[2i\pi \frac{(k-k')n}{2K} \right] \exp \left[2i\pi \frac{kn\epsilon}{2K} \right] \\ &= \sum_{n=-K}^{K-1} \exp \left[2i\pi \frac{(k(1+\epsilon)-k')n}{2K} \right] \\ &= \frac{1 - \exp \left[2i\pi (k(1+\epsilon) - k') \right]}{1 - \exp \left[2i\pi \frac{k(1+\epsilon) - k'}{2K} \right]} \\ &= \frac{1 - \exp \left[2i\pi k\epsilon \right]}{1 - \exp \left[2i\pi \frac{k(1+\epsilon) - k'}{2K} \right]}. \end{aligned}$$

Nous allons maintenant considérer les deux conditions : $k = k'$ et $k \neq k'$ dans le cas où le SFO reste faible ($\epsilon \ll 1$)

— $k = k'$: $I_{kk}(\epsilon) = \frac{1 - \exp \left[2i\pi k\epsilon \right]}{1 - \exp \left[2i\pi \frac{k\epsilon}{2K} \right]}$. En prenant le développement limité des fonctions exponentielles au premier ordre, il vient :

$$I_{kk}(\epsilon) \approx \frac{1 - 1 + 2i\pi k\epsilon}{1 - 1 + 2i\pi \frac{k\epsilon}{2K}} = 2K,$$

— $k \neq k'$: $I_{kk'}(\epsilon) = \frac{1 - \exp \left[2i\pi k\epsilon \right]}{1 - \exp \left[2i\pi \frac{k(1+\epsilon) - k'}{2K} \right]}$. En prenant le développement limité des fonctions exponentielles au premier ordre, il vient :

$$I_{kk'}(\epsilon) \approx \frac{2i\pi k\epsilon}{2i\pi \frac{k(1+\epsilon) - k'}{2K}} \rightarrow 10$$

Ainsi dans le cas où le SFO reste faible (en pratique ϵ est de l'ordre de 10^{-6}), on peut considérer que $I_{kk'}(\epsilon) \approx 2K\delta_{kk'}$ où $\delta_{kk'}$ est le symbole de Kronecker, et l'équation générale (9.2), se simplifie selon :

$$Y^m[k'] \approx S^m[k'] \exp \left[-2i\pi k' m \frac{L+2K}{2K} \epsilon \right]. \quad (9.3)$$

On voit ici clairement l'effet du SFO qui introduit un déphasage à la fois proportionnel à la fréquence k' et au temps m dans l'estimation des données reçues.

Pour estimer ce déphasage, il faut tout d'abord éliminer la phase apportée par les données complexes. Nous calculons alors les deux rapports suivants correspondant à la réception de deux symboles consécutifs :

1. Le dénominateur est nécessairement non nul.

$$\text{Pour le symbole } m : R^m[k'] = \frac{Y^m[k']}{S^m[k']} = \exp \left[-2i\pi k' m \frac{L+2K}{2K} \epsilon \right]$$

$$\text{Pour le symbole } m+1 : R^{m+1}[k'] = \exp \left[-2i\pi k' (m+1) \frac{L+2K}{2K} \epsilon \right]$$

Calculons enfin la fonction complexe discrète $C^m[k']$ suivante, dépendant de l'indice de sous-porteuse k' :

$$C^m[k'] = R^m[k'] \overline{R^{m+1}[k']} = \exp \left[2i\pi k' \frac{L+2K}{2K} \epsilon \right]$$

Il apparaît que la phase $2\pi \frac{L+2K}{2K} \epsilon k'$ de cette fonction correspond au coefficient $-m$ près à la rotation de phase apportée par le SFO (voir equation 9.3). Son estimation permet d'effectuer la correction nécessaire à l'élimination de l'effet du SFO.

En pratique, l'estimation de la fonction $C^m[k']$ sera entachée du bruit de mesure et il est préférable de moyenner son estimation sur l'ensemble des symboles disponibles :

$$C[k'] = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M C^m[k'].$$

Par la suite un calcul de régression linéaire sur la phase de $C[k']$ permettra d'estimer avec une bonne précision, la pente $2\pi \frac{L+2K}{2K} \epsilon$ nécessaire à la correction du SFO.

Les réponses en fréquence des systèmes de communication LiFi sont généralement de type passe-bas et le rapport signal sur bruit peut devenir très défavorable en haute fréquence. Pour estimer le SFO dans des cas particulièrement bruités, il est parfois indispensable de n'utiliser que les sous-porteuses basse-fréquence qui ont le meilleur rapport signal sur bruit. La figure 9.5 montre cette estimation sur un exemple de transmission avec des erreurs dans les hautes fréquences à partir d'environ 750 kHz (sous-porteuse numéro 150). Dans un tel cas, le banc effectue une régression linéaire basée sur les sous-porteuses k' ayant peu de taux d'erreur et extrapole la correction vers les sous-porteuses supérieures.

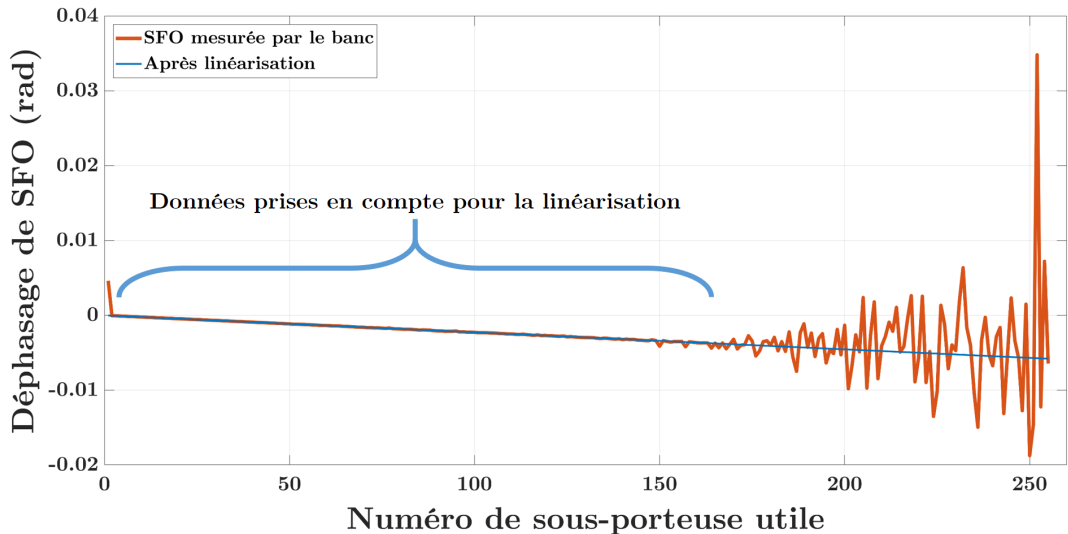


Figure 9.5 – Évolution du déphasage SFO mesuré par le banc et interpolation linéaire des sous-porteuses trop perturbées

9.4 Analyse du signal

On choisit au moyen de boutons bascule d'afficher un critère parmi l'ensemble des critères de la section 6 calculé à partir des signaux émis et reçus :

- module ou phase de la fonction de transfert
- réponse impulsionnelle
- taux d'erreur sur les bits par fréquence
- densité spectrale du bruit
- rapport signal sur bruit par fréquence

Remarques :

- Un affichage des données émises ou reçues (données brutes) ainsi que des échantillons temporels émis et reçus est aussi possible.
- Les opérations de mises en forme des données reçues étant réalisées au choix de l'utilisateur par des cases d'options, ces affichages sont possibles sur données synchronisées ou non et avec ou sans correction SFO.

9.5 Mode simulation / Mode mesure

Pour valider l'algorithme du banc, un mode simulation est développé sur l'interface. Ce dernier pourra être utilisé par la suite pour les améliorations du banc. Il permet de définir un canal de transmission et de convoluer un signal par ce canal via l'algorithme général. On peut alors comparer le canal théorique avec le canal retrouvé par la simulation. L'interface logicielle en mode simulation est illustrée sur la figure 9.6. Dans cet exemple, la constellation théorique est composée de 64 points tels que décrit dans la sous-section 6.4.1. La constellation obtenue lors de cette simulation ne contient aucune erreur car les données après passage dans le canal simulé sont correctement assignées aux points de la constellation théorique.

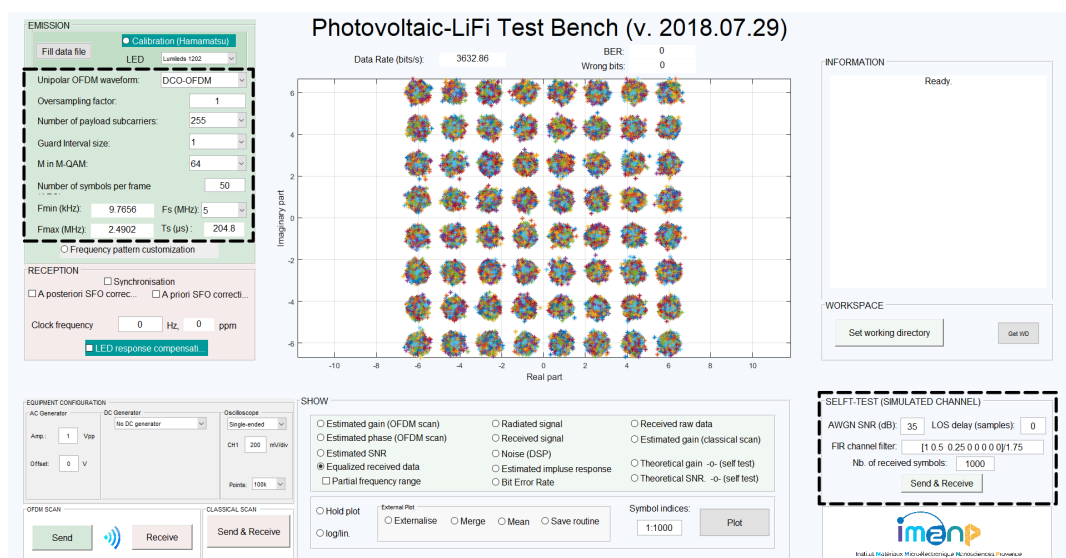


Figure 9.6 – Logiciel en mode simulation

La figure 9.7 donne le critère SNR obtenu pour la communication ci-dessus.

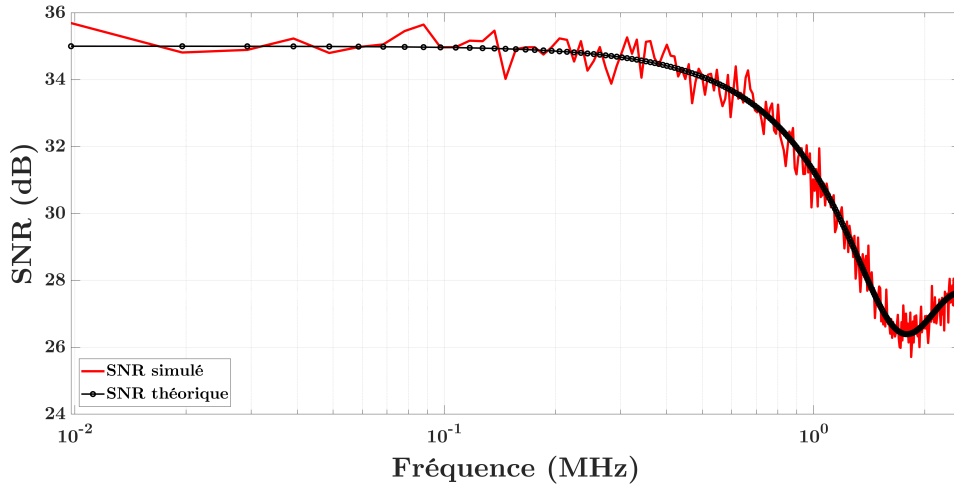


Figure 9.7 – Comparaison du SNR théorique et simulé

Le SNR du canal coïncide avec celui obtenu par l'algorithme avec la fonction de transfert définie par le filtre. L'algorithme permet bien de retrouver le canal qui a été défini.

Remarque : Les fluctuations sur le SNR sont dues à la constellation choisie. En effet, avec une constellation 64-QAM, on a 8 niveaux d'amplitudes définies sur les fonctions sinus et cosinus. Ainsi, les données codées sur les faibles amplitudes sont davantage soumises au bruit par rapport à celles avec une forte amplitude.

Conclusion de la partie III :

Cette partie commence par décrire la réalisation pratique du banc avec les appareils utilisés.

Les limites de bandes passantes des appareils sont corrigées du mieux possible avec la mise en place d'une calibration tandis que les niveaux non-corrigeables permettent de définir les plages de fonctionnement du banc. Il est à noter que la présence du BiasT pour la LED fort éclairément induit une limitation basse de la caractérisation à 40 kHz, ce qui pourra s'avérer problématique pour les mesures à venir. Ainsi, il est préférable d'utiliser la LED faible éclairément et réduire la distance Emetteur/Récepteur (E/R) pour permettre une caractérisation à basses fréquences (<40 kHz).

La deuxième problématique identifiée concerne la linéarité des appareils qui est nécessaire avec une modulation d'amplitude. En effet, comme décrit par l'équation (5.1) de la partie précédente, la modulation OFDM est basée sur l'utilisation d'un système linéaire. Ainsi, il est essentiel de se placer dans une zone linéaire de la caractéristique I(V) de la LED d'émission afin que les amplitudes d'éclairéments correspondent à une variation linéaire des niveaux de tensions émis. Dans le cas contraire, la fonction de transfert de la LED n'est pas linéaire et les données sont donc modifiées lors de sa conversion tension-éclairage.

La dernière correction qui a été implémentée au banc sert pour les mesures avec un grand nombre de symboles reçus. En effet, lors d'une longue réception, nous nous sommes aperçus d'une problématique de déphasage croissant au cours du temps. Ce phénomène est nommé SFO et provient d'une infime différence de fréquence d'horloge entre le générateur et l'oscilloscope. L'échantillonnage n'est donc pas exactement similaire et si cette légère différence est imperceptible lors de la réception de quelques symboles OFDM, le moyennage que l'on effectue basé sur de nombreux symboles est fortement perturbé par ce phénomène. Le banc intègre donc une méthode de mesure du SFO puis sa correction.

Le banc est maintenant prêt à réaliser des caractérisations de récepteurs PV, ce qui fait l'objet de la partie suivante.

PARTIE IV

CARACTÉRISATION DES MODULES DE RÉCEPTION

10 Modélisation pour les modes de fonctionnement V_{co} et I_{cc}	103
10.1 Modèle électrique équivalent	103
10.2 Mesure de la tension en circuit ouvert V_{co}	106
10.3 Mesure du courant en court-circuit I_{cc}	108
11 Comparaison des performances fréquentielles de différents modules et cellules PV commerciaux	113
11.1 Silicium cristallin (c-Si)	118
11.2 Séléniure de cuivre, d'indium et de gallium (CIGS)	120
11.3 Photovoltaïque organique (OPV)	122
11.4 Silicium amorphe (a-Si)	124
12 Analyse des modules et des cellules en CIGS fournis par la société Solar Frontier	127
12.1 Modules PV	128
12.2 Cellules PV	130
12.3 Réception d'un signal LiFi en extérieur	132
13 Analyse des performances des modules PV ARMOR de technologie organique	139
13.1 Étude de la relation entre performances de récupération d'énergie et performances LiFi	139
13.2 Influence du nombre de cellules et de leurs surfaces	149
13.3 Influence d'un éclairage additionnel LED	157
13.4 Influence de l'ombrage	162
13.4.1 Mesures en courant de court-circuit I_{cc}	163
13.4.2 Mesures en tension de circuit ouvert V_{co}	164
13.5 Récupération d'énergie et réception LiFi en simultané	166
13.5.1 Placement à un point de fonctionnement	166
13.5.2 Détermination des charges optimales pour les deux branches : récupération d'énergie et réception de données	169

Cette partie regroupe les campagnes de mesures effectuées avec le banc réalisé dans la partie précédente. Pour comprendre des phénomènes qui apparaissent dans les mesures effectuées, le premier chapitre de cette partie propose une modélisation électrique des cellules PV aux points de fonctionnement V_{co} et I_{cc} .

La plage d'échantillons que nous avons eue à disposition est tout d'abord composée de cellules et modules commerciaux, puis nous avons eu la possibilité d'un partenariat avec le fabricant japonais Solar Frontier de technologie CIGS sous le cadre d'un accord de non divulgation (NDA). Enfin, un deuxième contrat NDA signé avec la société française (nantaise) ARMOR qui réalise des modules de technologie organique par procédé « roll to roll », nous a permis d'obtenir différents échantillons avec des variations isolées de paramètres.

Ainsi, cette partie rassemble les mesures réalisées au cours de la thèse sur toutes les cellules et tous les modules à disposition. Elles ont été effectuées au fil de la réalisation du banc et les premières nous ont permis de nous rendre compte des besoins d'optimisation tel que l'ajout de critères de performances. De ce fait, en analysant les mesures et critères choisis, on peut remonter à la chronologie d'avancement du projet.

Le critère de performance établi au début de la thèse est le rapport signal sur bruit. Lors de l'exploitation des mesures des échantillons Solar Frontier réalisées en environnement extérieur, nous nous sommes aperçu d'un besoin de mesure du taux d'erreur fréquentiel, indice qui fait foi dans toutes les publications concernant le transfert d'information numérique. Ceci permet donc de passer d'un indice fréquentiel (SNR) à une indication de débit maximal en bit par seconde. Ce critère a ainsi été rajouté aux sorties du banc.

Quelques mois plus tard, au cours des mesures sur les modules ARMOR, nous avons complété notre réalisation avec la réponse impulsionnelle qui nous permet d'optimiser la durée de l'intervalle de garde (cf. section 5.4) et obtenir le débit maximal de réception LiFi de nos modules PV.

Dans les sections 13.3 et 13.4, nous réalisons des mesures en condition de court-circuit via un amplificateur de transimpédance pour comparer les comportements des modules dans les deux points de fonctionnement V_{co} et I_{cc} . Nous concluons ce manuscrit par la réalisation de mesures des modules en charge et la séparation des signaux alternatifs et continus afin d'assembler les fonctionnalités de réception LiFi et de récupération d'énergie.

10

Modélisation pour les modes de fonctionnement V_{co} et I_{cc}

10.1 Modèle électrique équivalent

Nous avons choisi de développer notre modélisation sur la base d'une cellule en silicium cristallin dont le schéma des couches est représenté sur la figure 10.1, même si nous travaillerons également sur des matériaux en couches minces tels que le CIGS, le silicium amorphe et l'OPV. Ce choix est réalisé en raison de la plus grande connaissance de ce matériau par la communauté scientifique.

Remarque : La justification de ce choix sera renforcée, dans le chapitre 11, par une similarité des pentes de décroissance du gain après la fréquence de coupure.

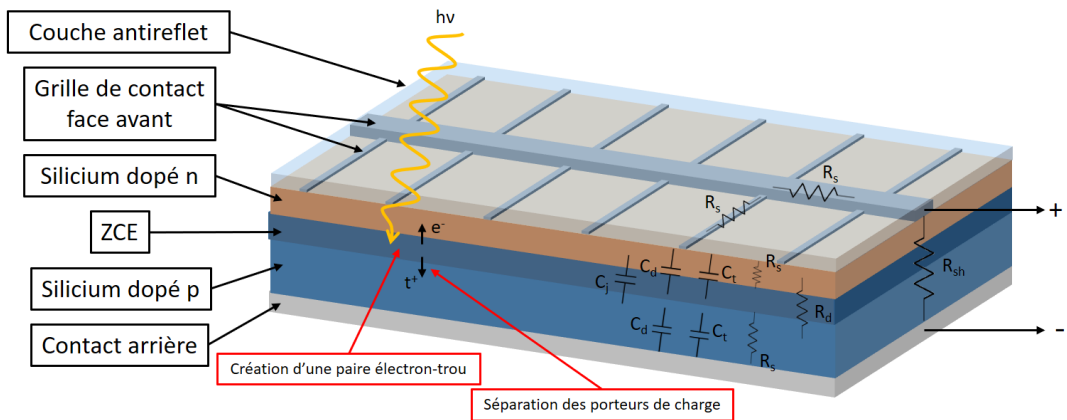


Figure 10.1 – Représentation schématique du fonctionnement d'une cellule typique en silicium cristallin

Ces cellules solaires ont été largement étudiées pour des applications de récupération d'énergie. Ainsi le schéma électrique équivalent est donné sur la figure 10.2. Il correspond au courant généré par une diode Shockley [75] avec une prise en compte des pertes joules représentées par les résistances R_s et R_{sh} comme décrit par Heeger et Nisbet [47].

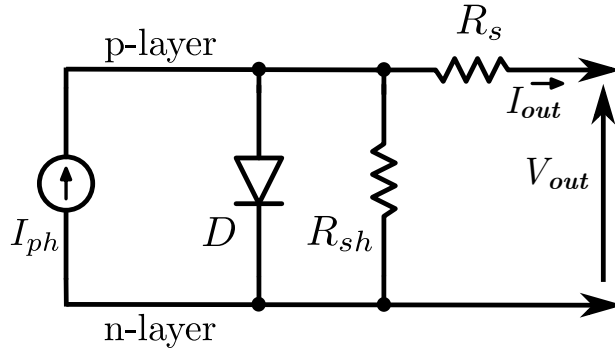


Figure 10.2 – Schéma équivalent statique (DC) d'une cellule PV

Le modèle de la figure 10.2 est seulement valable pour une illumination constante. Ainsi, en se plaçant en condition dynamique, le schéma prend en compte les effets capacitifs internes pour devenir tel que sur la figure 10.3.

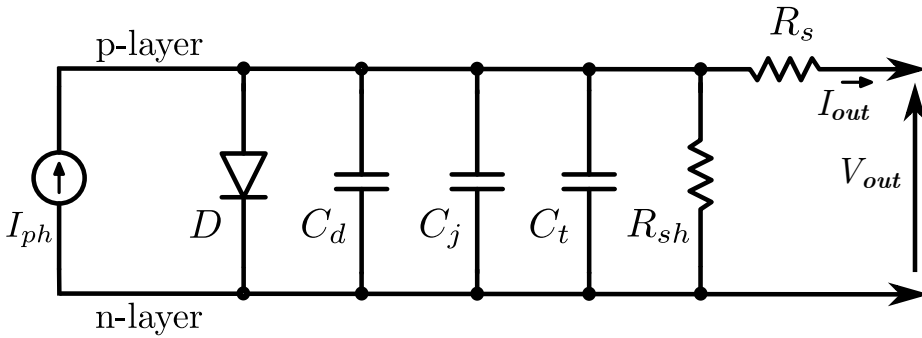


Figure 10.3 – Schéma équivalent dynamique (AC) d'une cellule PV

En considérant uniquement de petites fluctuations lumineuses incidentes, nous pouvons linéariser le comportement exponentiel de la diode du modèle de la figure 10.3 et aboutir au schéma AC petits signaux de la figure 10.4.

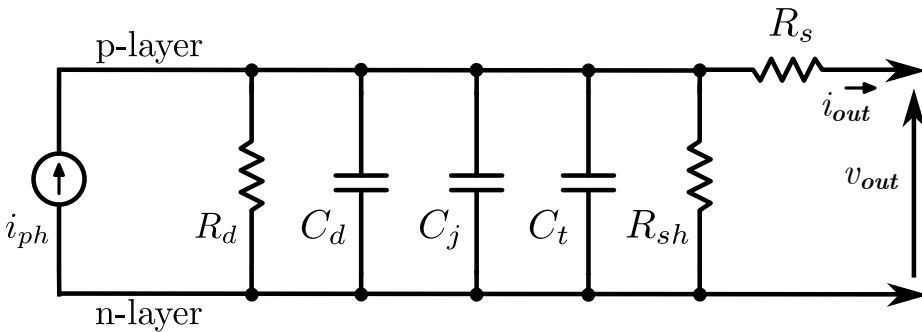


Figure 10.4 – Schéma équivalent dynamique (AC petits signaux) d'une cellule PV [49]

Remarque : Les courants et les tensions sont notés en lettres minuscules pour symboliser leurs composantes alternatives.

Les éléments constitutifs du schéma de la figure 10.4 sont :

- Le générateur de courant i_{ph} : il correspond à la création de paires électrons-trous dans le semi-conducteur ainsi qu'à leurs séparations au niveau de la zone de charge d'espace (ZCE),
- La capacité de jonction C_j : elle provient de la ZCE car il est possible de considérer cette dernière comme un isolant avec une permittivité propre,
- La capacité de diffusion C_d : elle est due au temps de collecte des porteurs minoritaires (i.e. leur diffusion dans le matériau). On néglige ici le temps de dérive (drift) dans la ZCE car il est plusieurs ordres de grandeur plus faible que le déplacement de diffusion hors ZCE,
- La capacité de défauts C_t : cette charge représente les défauts électriquement actifs dans le matériau,
- Une résistance dynamique R_d : la résistance dynamique d'une diode en mode passant,
- Une résistance de shunt R_{sh} : la résistance représentative des recombinaisons internes engendrées par des impuretés métalliques¹ dans la jonction, les imperfections du réseau cristallin, les puits de potentiels (tel les joints de grains) et le courant éventuel passant par les bords de la jonction,
- Résistance série R_s : résistance due aux bus de collectes et aux contacts.

En posant :

$$C_p = C_j + C_d + C_t \quad \text{et} \quad R_p = \left(\frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_{sh}} \right)^{-1}$$

Le schéma de la figure 10.4 peut être simplifié (figure 10.5).

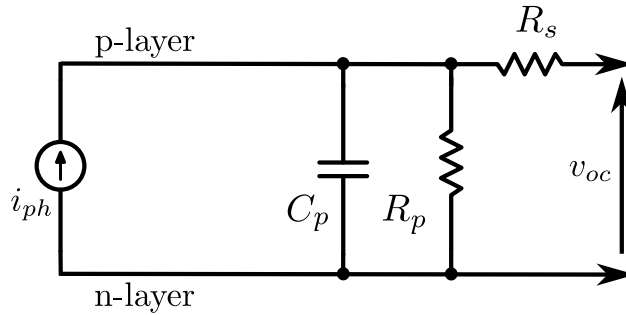


Figure 10.5 – Circuit équivalent dynamique (AC petits signaux) simplifié d'une cellule PV

Pour déterminer la valeur de chacun de ces éléments, une méthode consiste à déterminer tout d'abord les paramètres qui ne changent pas en dynamique via le circuit statique à une diode de la figure 10.2. En tout point de polarisation, la caractéristique I(V) est régie par l'équation transcendante :

$$I_{out} = I_{ph} - I_0 \left[\exp \left(\frac{V_{out} + I_{out} R_s}{n \frac{kT}{q}} \right) - 1 \right] - \frac{V_{out} + I_{out} R_s}{R_{sh}} \quad (10.1)$$

Dans notre cas, les mesures seront principalement effectuées en circuit ouvert, où on relèvera V_{co} , ou en court-circuit, où on relèvera I_{cc} :

$$\begin{cases} \text{à } I_{out} = I_{cc} & : \quad I_{cc} = I_{ph} - I_0 \left[\exp \left(\frac{I_{cc} R_s}{n \frac{kT}{q}} \right) - 1 \right] - \frac{I_{cc} R_s}{R_{sh}} \\ \text{à } V_{out} = V_{co} & : \quad 0 = I_{ph} - I_0 \left[\exp \left(\frac{V_{co}}{n \frac{kT}{q}} \right) - 1 \right] - \frac{V_{co}}{R_{sh}} \end{cases}$$

Avec :

1. Les impuretés métalliques peuvent avoir 2 comportements :
 - L'électron capté reste lié à l'atome → pris en compte dans C_t ,
 - L'électron capté est recombiné → pris en compte dans R_{sh} .

- I_0 : le courant d'obscurité,
- V_{out} et I_{out} : respectivement la tension et le courant en sortie de la cellule,
- n : le facteur d'idéalité de la diode,
- k : la constante de Boltzmann ($k = 1,38 \cdot 10^{-23} J.K^{-1}$),
- T : la température de la jonction,
- q : la charge de l'électron ($q = 1,602 \cdot 10^{-19} C$).

10.2 Mesure de la tension en circuit ouvert V_{CO}

Lorsque l'on place la cellule PV en condition de circuit ouvert, le courant I_{R_s} passant dans R_s est nul, sa tension $V_{R_s} = R_s I_{R_s}$ l'est tout autant, et ainsi $V_{R_d} = V_{R_{sh}} = V_{CO}$.

La résistance dynamique R_d du modèle de diode linéarisée (passage de la figure 10.3 à la figure 10.4) est régie par la loi de Shockley.

À V_{CO} , on considère la partie exponentielle de l'équation 10.1 comme prépondérante par rapport à sa partie linéaire $\frac{V_{CO}}{R_{sh}}$ car la diode est en mode passant.

$$I_{ph} = I_0 \left[\exp \left(\frac{V_{CO}}{n \frac{kT}{q}} \right) - 1 \right]$$

On cherche la résistance dynamique R_d qui représente la pente de la diode en mode passant :

$$\begin{aligned} \frac{dI_{ph}}{dV_{CO}} &= I_0 \left[\frac{q}{nkT} \exp \left(\frac{qV_{CO}}{nkT} \right) \right] = \frac{q}{nkT} (I_{ph} + I_0) \\ R_d &= \frac{dV_{CO}}{dI_{ph}} = \frac{nkT}{q (I_{ph} + I_0)} = \frac{nV_T}{(I_{ph} + I_0)} \underbrace{\approx \frac{nV_T}{I_{ph}}}_{I_{ph} \gg I_0} \quad \text{avec} \quad V_T = \frac{kT}{q} \end{aligned} \quad (10.2)$$

La partie résistive du schéma 10.3 étant déterminée, il reste l'impédance imaginaire capacitive.

Capacité de jonction

La capacité de jonction C_j est définie comme un condensateur physique en considérant la ZCE non chargée comme un isolant :

$$C_j = \frac{\varepsilon S}{W}$$

Avec :

$$W = x_n + x_p$$

$$x_n = \sqrt{\frac{2\varepsilon N_a}{q N_d} \frac{1}{N_a + N_d} \Delta V} \quad , \quad x_p = \sqrt{\frac{2\varepsilon N_d}{q N_a} \frac{1}{N_a + N_d} \Delta V} \quad \text{et} \quad \Delta V = V_{int} - V_{app}$$

Soit :

$$W = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q} \left(\frac{N_a + N_d}{N_a N_d} \right) \Delta V}$$

Avec :

- $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$: la permittivité considérée de la ZCE,
- S : la surface de la cellule,
- x_n et x_p : profondeur de la ZCE respectivement dans les zones n et p,

- W : l'épaisseur de la ZCE,
- $N_{d,a}$: la concentration de dopants donneurs ou accepteurs,
- V_{int} et V_{app} : respectivement la tension interne inhérente à la ZCE et la tension appliquée aux bornes de la cellule.

Capacité de diffusion

La capacité de diffusion C_d modélise le temps de transit des porteurs minoritaires pour atteindre les contacts de la cellule. On considère 2 comportements :

- Conduction (dans la ZCE) : le champ électrique influençant la vitesse des porteurs est très élevé, on peut considérer leur comportement à fort champ pour laquelle leur vitesse va tendre vers une saturation maximale v_{sat} ,
- Diffusion (hors ZCE) : le champ électrique est faible à nul, on considère donc leur durée de vie τ et la probabilité statistique pour que ces porteurs arrivent jusqu'aux contacts.

Parmi ces 2 comportements, la vitesse des porteurs est plus lente sous un comportement de diffusion, ainsi on néglige ici le temps de dérive par rapport au temps de diffusion.

$$C_d = \frac{q^2}{2kT} (p_n L_p + n_p L_n) \exp\left[\frac{qV}{kT}\right]$$

Avec :

$$L_{p,n} = \sqrt{D_{p,n} \tau_{p,n}} \quad \text{et} \quad D_{p,n} = \mu_{p,n} V_T \quad (\text{Relation d'Einstein})$$

Avec :

- p_n et n_p : les densités de porteurs minoritaires respectivement de trous dans la zone n et d'électrons dans la zone p,
- $L_{p,n}$: les longueurs de diffusion respectivement des trous et des électrons,
- $D_{p,n}$: les coefficients de diffusion associés respectivement aux trous et aux électrons dans le matériau,
- $\tau_{p,n}$: la durée de vie des porteurs,
- $\mu_{p,n}$: la mobilité des porteurs.

Capacité de défauts

La capacité de défauts C_i est liée à la présence de centres recombinants au sein du matériau qui peuvent capturer temporairement les porteurs de charge. Cependant cette capacité est très dépendante de la qualité de fabrication et difficile à évaluer. On négligera son impact dans le cadre de cette étude.

Le condensateur C_p de la figure 10.5 est donc :

$$C_p = C_j + C_d$$

On travaille en condition de circuit ouvert, ainsi la résistance série R_s de la figure 10.5 n'intervient pas dans la réponse de la cellule.

L'impédance du système est donc :

$$Z = \frac{\frac{R_p}{jC_p\omega}}{R_p + \frac{1}{jC_p\omega}} = \frac{R_p}{1 + jR_p C_p \omega}$$

Soit sous forme canonique :

$$Z = \frac{R_p}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}} \quad \text{avec} : \omega_c = \frac{1}{R_p C_p}$$

Ainsi, la fréquence de coupure du système est :

$$\boxed{f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_p C_p}} \quad (10.3)$$

10.3 Mesure du courant en court-circuit I_{cc}

Un amplificateur de transimpédance (TIA) permet de convertir un courant en tension, c'est cette propriété qui est exploitée (cf. figure 10.6) pour placer idéalement la cellule en condition de court-circuit en supposant un AOP parfait. L'intérêt de cette configuration est de minimiser l'influence de la constante de temps $C_p R_p$ malgré la présence de R_s .

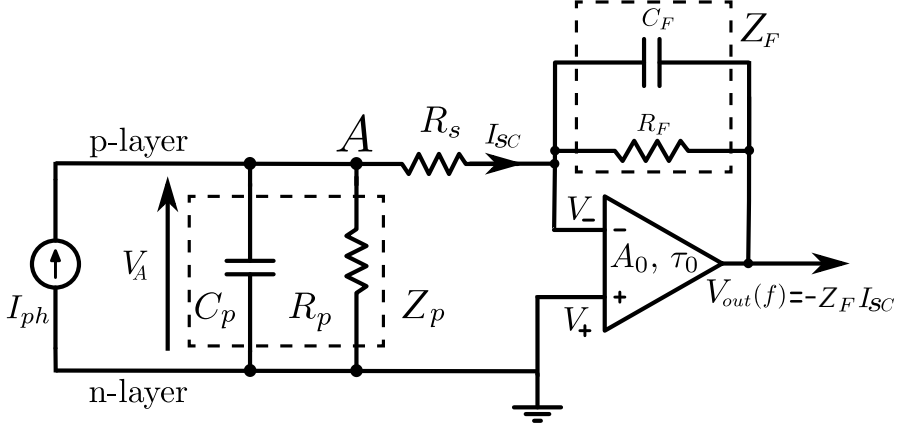


Figure 10.6 – Schéma équivalent dynamique d'une cellule PV en court-circuit avec un TIA en sortie

L'amplificateur est caractérisé par les deux paramètres suivants :

- A_0 : le gain de l'amplificateur laissé en boucle ouverte (sans contre-réaction),
- τ_0 : constante de temps en boucle ouverte,

À partir de ces deux paramètres, on peut définir le produit gain-bande (*GBW* pour *Gain Band-Width*) par :

$$\frac{A_0}{\tau_0} = 2\pi GBW$$

Pour l'étude d'un tel circuit, on commence par définir les impédances Z_p et Z_F :

$$Z_p(p) = R_p // C_p = \frac{Z_{R_p} Z_{C_p}}{Z_{R_p} + Z_{C_p}} = \frac{-j R_p C_p \omega}{R_p - j C_p \omega} = \frac{R_p}{1 + j \omega C_p R_p}$$

$$Z_F(p) = R_F // C_F = \frac{1}{R_F} + j C_F \omega = \frac{R_F}{1 + j \omega C_F R_F}$$

On détermine ensuite les 4 équations suivantes à partir du schéma de la figure 10.6 :

$$\text{Loi des noeuds : } I_{cc}(j\omega) = I_{ph}(j\omega) - \frac{V_A(j\omega)}{Z_p(j\omega)} \quad (10.4)$$

$$\text{Loi des mailles : } V_-(j\omega) = V_A(j\omega) - R_s I_{cc}(j\omega) \quad (10.5)$$

$$\text{Pont diviseur de tension : } V_-(j\omega) - V_A(j\omega) = \frac{R_s}{R_s + Z_F(j\omega)} (V_{out}(j\omega) - V_A(j\omega))$$

$$V_-(j\omega) = \frac{R_s V_{out}(j\omega) + V_A(j\omega) Z_F(j\omega)}{R_s + Z_F(j\omega)} \quad (10.6)$$

$$\text{Gain AOP boucle ouverte : } V_{out}(j\omega) = \frac{A_0}{1 + \tau_0 j \omega} (V_+(j\omega) - V_-(j\omega)) = \frac{-A_0}{1 + \tau_0 j \omega} V_-(j\omega) \quad (10.7)$$

La fonction de transfert du schéma de la figure 10.6 est régie par :

$$T(j\omega) = \frac{V_{out}(j\omega)}{I_{ph}(j\omega)}$$

Calcul analytique de la fonction de transfert :

▷ Équation (10.5) dans l'équation (10.4) :

$$\begin{aligned} I_{cc}(j\omega) &= I_{ph}(j\omega) - \frac{(V_-(j\omega) + R_s I_{cc}(j\omega))}{Z_p(j\omega)} \\ Z_p(j\omega) I_{cc}(j\omega) &= I_{ph}(j\omega) Z_p(j\omega) - V_-(j\omega) - R_s I_{cc}(j\omega) \\ I_{cc}(j\omega) &= \frac{I_{ph}(j\omega) Z_p(j\omega) - V_-(j\omega)}{Z_p(j\omega) + R_s} \end{aligned} \quad (10.8)$$

▷ Équation (10.5) dans l'équation (10.6) :

$$\begin{aligned} V_-(j\omega) &= \frac{R_s V_{out}(j\omega) + (V_-(j\omega) + R_s I_{cc}(j\omega)) Z_F(j\omega)}{R_s + Z_F(j\omega)} \\ V_-(j\omega)(R_s + Z_F(j\omega)) &= R_s V_{out}(j\omega) + V_-(j\omega) Z_F(j\omega) + R_s I_{cc}(j\omega) Z_F(j\omega) \\ V_-(j\omega) &= V_{out}(j\omega) + I_{cc}(j\omega) Z_F(j\omega) \end{aligned} \quad (10.9)$$

▷ Équation (10.8) dans l'équation (10.9) :

$$\begin{aligned} V_-(j\omega) &= V_{out}(j\omega) + Z_F(j\omega) \frac{I_{ph}(j\omega) Z_p(j\omega) - V_-(j\omega)}{Z_p(j\omega) + R_s} \\ V_-(j\omega)(Z_p(j\omega) + R_s) &= V_{out}(j\omega)(Z_p(j\omega) + R_s) + Z_F(j\omega) I_{ph}(j\omega) Z_p(j\omega) - Z_F(j\omega) V_-(j\omega) \\ V_-(j\omega) &= \frac{V_{out}(j\omega)(Z_p(j\omega) + R_s) + Z_F(j\omega) I_{ph}(j\omega) Z_p(j\omega)}{Z_p(j\omega) + R_s + Z_F(j\omega)} \end{aligned} \quad (10.10)$$

▷ Équation (10.10) dans l'équation (10.7) :

$$\begin{aligned} V_{out}(j\omega) &= \frac{-A_0}{1 + \tau_0 j\omega} \frac{V_{out}(j\omega)(Z_p(j\omega) + R_s) + Z_F(j\omega) I_{ph}(j\omega) Z_p(j\omega)}{Z_p(j\omega) + R_s + Z_F(j\omega)} \\ V_{out}(j\omega) [(1 + \tau_0 j\omega)(Z_p(j\omega) + R_s) + Z_F(j\omega)] &= -A_0 V_{out}(j\omega)(Z_p(j\omega) + R_s) - A_0 Z_F(j\omega) I_{ph}(j\omega) Z_p(j\omega) \\ V_{out}(j\omega) [(1 + \tau_0 j\omega)(Z_p(j\omega) + R_s) + Z_F(j\omega)] + A_0 (Z_p(j\omega) + R_s) &= -A_0 Z_F(j\omega) I_{ph}(j\omega) Z_p(j\omega) \end{aligned} \quad (10.11)$$

▷ à partir de l'équation (10.11), on peut définir la fonction de transfert du système :

$$\begin{aligned} T(j\omega) &= \frac{V_{out}(j\omega)}{I_{ph}(j\omega)} = \frac{-A_0 Z_F(j\omega) Z_p(j\omega)}{(1 + \tau_0 j\omega)(Z_p(j\omega) + R_s) + Z_F(j\omega) + A_0 (Z_p(j\omega) + R_s)} \\ &= \frac{-A_0 Z_F(j\omega) Z_p(j\omega)}{\underbrace{(1 + \tau_0 j\omega) Z_F(j\omega)}_{\text{Contre-réaction}} + \underbrace{(A_0 + 1 + \tau_0 j\omega)}_{\text{Amplificateur}} \underbrace{(Z_p(j\omega) + R_s)}_{\text{Cellule PV}}} \end{aligned} \quad (10.12)$$

Il s'agit donc d'un filtre passe-bas du 3^{ème} ordre dont l'étude peut être complexe.

Dans le cas d'une réalisation pratique, on prendra soin de choisir un amplificateur et un circuit de contre-réaction qui présentent une fréquence de coupure bien au delà de la limitation de notre cellule ou module PV. Ainsi, ce dernier sera le facteur limitant la fréquence de coupure du système

de réception. On peut donc négliger la somme provenant de la contre-réaction au dénominateur de l'équation (10.12).

L'équation (10.12) devient ainsi :

$$T(j\omega) = \frac{-A_0 Z_F(j\omega) Z_p(j\omega)}{(A_0 + 1 + \tau_0 j\omega)(Z_p(j\omega) + R_s)}$$

Avec le gain en boucle ouverte $A_0 \gg 1$:

$$T(j\omega) = \frac{-A_0 Z_F(j\omega) Z_p(j\omega)}{(A_0 + \tau_0 j\omega)(Z_p(j\omega) + R_s)}$$

De plus, on peut définir :

$$\begin{aligned} \frac{A_0}{\tau_0} &= 2\pi GBW_{\text{amplificateur}} \gg \omega \quad \forall \omega \in \text{plage fréquentielle de fonctionnement du système} \\ A_0 &\gg \tau_0 GBW \end{aligned}$$

On va donc considérer uniquement la partie réelle du complexe $(A_0 + \tau_0 j\omega)$, ce qui réduit l'expression à :

$$\begin{aligned} T(j\omega) &= \frac{-\cancel{A_0} Z_F(j\omega) Z_p(j\omega)}{\cancel{A_0} (Z_p(j\omega) + R_s)} = \frac{R_F}{(1 + j\omega R_F C_F) \left(\frac{R_s}{Z_p(j\omega)} + 1 \right)} \\ &= \frac{R_F}{(1 + j\omega R_F C_F) \left(1 + \frac{R_s}{R_p} + j\omega R_s C_p \right)} \end{aligned}$$

En considérant $R_s \ll R_p$:

$$\begin{aligned} T(j\omega) &= \frac{R_F}{(1 + j\omega R_F C_F) (1 + j\omega R_s C_p)} \\ &= \frac{R_F}{1 + j\omega (R_s C_p + R_F C_F) - \omega^2 (R_s C_p R_F C_F)} \end{aligned} \quad (10.13)$$

La fonction de transfert d'un filtre passe-bas du 2^{ème} ordre est du type :

$$T(j\omega) = \frac{K}{1 + j \frac{\omega}{Q\omega_p} - \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2}$$

On procède par identification sur l'équation (10.13) pour obtenir :

$$\text{pulsation propre : } \omega_p = \frac{1}{\sqrt{R_s C_p R_F C_F}} \quad (10.14)$$

$$\text{Facteur de qualité : } Q = \frac{\sqrt{R_s C_p R_F C_F}}{R_s C_p + R_F C_F} \quad (10.15)$$

D'après l'équation (10.14), on obtient la fréquence de coupure du circuit lorsque la cellule ou le module PV est le facteur limitant :

$$\boxed{f_c = \frac{1}{2\pi} \omega_p = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{R_s C_p R_F C_F}} \quad \text{si } R_s \ll R_p} \quad (10.16)$$

Comparatifs des modes de fonctionnement

Les fréquences de coupures obtenues dans les 2 modes de fonctionnement sont :

Point de polarisation	V_{CO}	I_{CC}
Fréquence de coupure considérée f_c	$f_c = \frac{1}{2\pi R_p C_p}$	Sous réserve que $R_s \ll R_p$: $f_c = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{R_s C_p R_F C_F}}$

Table 10.1 – Fréquence de coupure des cellules et modules PV aux points de fonctionnement V_{CO} et I_{CC}

Le modèle considéré en I_{CC} montre un comportement de filtre passe-bas du deuxième ordre. Il s'agit ici de minimiser la durée du régime transitoire (le temps de réponse) du système en jouant sur le facteur de qualité Q . Il est bien connu que la durée du régime transitoire est minimale en régime critique, c'est à dire pour un facteur de qualité fixé à $(\frac{1}{2})$.

On peut alors calculer la constante de temps $R_F C_F$ de la boucle de rétroaction :

$$Q = \frac{1}{2} = \frac{\sqrt{R_s C_p R_F C_F}}{R_s C_p + R_F C_F}$$

$$\Rightarrow R_F C_F = R_s C_p$$

En pratique, la résistance R_F sera choisie en fonction du gain statique souhaité. La capacité C_F pourra être ajustée expérimentalement comme étant la valeur de capacité la plus faible produisant une réponse indicielle sans surtension.

On peut ainsi réécrire le tableau 10.1 :

Point de polarisation	V_{CO}	I_{CC}
Fréquence de coupure considérée f_c	$f_c = \frac{1}{2\pi R_p C_p}$	Sous réserve que $R_s \ll R_p$ et $R_F C_F = R_s C_p$: $f_c = \frac{1}{2\pi R_s C_p}$

Table 10.2 – Fréquence de coupure des cellules et modules PV aux points de fonctionnement V_{CO} et I_{CC} sous condition de filtre à régime critique

Par comparaison des fréquences de coupures en V_{CO} et I_{CC} dans le tableau 10.2 et en sachant que les dispositifs PV ont généralement des résistances parallèles R_p dont les valeurs sont plus importantes que celles de leurs résistances séries R_s , on peut prédire une bande passante beaucoup plus élevée avec le fonctionnement en I_{CC} par rapport à la polarisation à V_{CO} . Cependant, dans cette étude, nous utiliserons principalement les cellules et modules PV en mode V_{CO} afin de conserver un détecteur simple et passif.

Les performances des modules PV dans ces deux modes de fonctionnement seront comparées plus en détail dans les sections 13.3 et 13.4 de la réalisation des mesures.




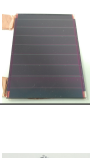

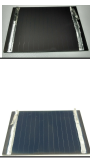


Comparaison des performances fréquentielles de différents modules et cellules PV commerciaux

Au cours de la thèse et au fil de l'optimisation du banc de mesure, nous avons mesuré les performances des cellules et modules commerciaux de différentes technologies dans le but de déduire une tendance générale de performances LiFi en fonction du matériau.

Ces mesures sont reportées dans cette section avec les échantillons provenant des sociétés Solar Frontier et ARMOR en plus afin d'avoir une plus importante population. Ainsi, ces tests comparent les quatre technologies suivantes :

- **Silicium cristallin (c-Si)** : cellules PV de 1^{ère} génération en couche épaisse (de l'ordre de 500 μm) - c'est la technologie la plus ancienne et la plus développée aujourd'hui avec un rendement record en laboratoire de 26,1% [76], [77] ;
- **Silicium amorphe (a-Si)** : cellules PV de 2^{ème} génération en couches minces (de l'ordre de quelques μm) - le silicium en fine couche amorphe permet de réaliser des cellules flexibles et peu coûteuses. Cependant, malgré une durée de recherche équivalant à celle faite sur le cristallin, son rendement record en laboratoire est resté à 14,0 % [76], [78] ;
- **Cuivre, indium, gallium et sélénium (CIGS)** : cellules PV de 2^{ème} génération en couches minces (de l'ordre de quelques μm) - le CIGS est une matrice semi-conductrice I-III-VI₂, mélange entre le CIS et le CGS pour obtenir un gap entre respectivement 1,02 et 1,65 eV. Le rendement record en laboratoire pour une cellule de cette technologie est de 23,35% [76], [79] ;
- **Organique (OPV)** : cellules PV en couches minces (de l'ordre de quelques centaines de nm). Le record de rendement en laboratoire a été établi à 16,5% [76], [80].

La liste des cellules et modules utilisés lors de ce test ainsi que leurs caractéristiques de récupération d'énergie sont affichées dans le tableau 11.1.

	Matériau	Fabricant	Référence	Nb de cellules	Surface (cm ²)	AM1.5		Type de connexion
						V _{oc} (V)	I _{sc} (mA)	
	a-Si	Solems	a-Si 3	3	7,2	2,21	15,55	sous pointes
	a-Si	Solems	a-Si 5	5	7,2	2,20	5,65	sous pointes
	a-Si	Solems	a-Si 7	7	7,2	5,73	6,35	sous pointes
	a-Si	Solems	a-Si 7 gd	7	14,4	5,33	12,82	sous pointes
	CIGS	Solar Frontier	D2-2 ssAR	1	0,53	0,68	19,5	sous pointes
	CIGS	Solar Frontier	D1-2 AR	1	0,53	0,68	20,3	sous pointes
	CIGS	Solar Frontier	A4 ssAR	13	26	7,80	77,6	sous pointes
	CIGS	Solar Frontier	A2 AR	13	26	7,82	80,54	coaxial
	CIGS	Ascent Solar	AsctSol ancien ¹	13	36	6.31	60.16	coaxial

1. Le fabricant a remplacé ce module par une nouvelle version : le « AsctSol 54 ». Il n'est donc plus commercialisé.













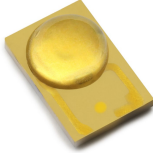

	Matériau	Fabricant	Référence	Nb de cellules	Surface (cm ²)	AM1.5		Type de connexion
						V _{oc} (V)	I _{sc} (mA)	
	CIGS	Ascent Solar	AsctSol 21	6	21	3,25	70,56	sous pointes
	CIGS	Ascent Solar	AsctSol 54	13	54	6,63	92,73	sous pointes
	CIGS	Ascent Solar	AsctSol 70	10	70	5,28	165,37	sous pointes
	CIGS	Ascent Solar	AsctSol 200	13	200	8,28	293,59	sous pointes
	c-Si	<i>Inconnu chinois</i>	c-Si 0.5 100	1	4,64	0,565	100,8	sous pointes
	c-Si	<i>Inconnu chinois</i>	c-Si 0.5 800	1	23,25	0,61	838	sous pointes
	c-Si	<i>Inconnu chinois</i>	c-Si 0.5 850	1	24,48	0,65	917	sous pointes
	c-Si	<i>Inconnu chinois</i>	c-Si 5 81	10	24	5,91	73,08	sous pointes
	c-Si	<i>Inconnu chinois</i>	c-Si 9 109	18	45	10,25	79,87	sous pointes
	c-Si	<i>Inconnu chinois</i>	c-Si 18 40	36	30,24	19,35	34,06	sous pointes
	OPV	ARMOR	ARMOR 3671	9	37,13	7,33	33,93	sous pointes
	OPV	Infinity PV	Infinity PV 4%	8	64	5,85	58,21	sous pointes

Table 11.1 – Liste de toutes les cellules et modules utilisés lors de l'étude

Pour tous ces dispositifs, on se place en condition de circuit ouvert et on relève la variation d'amplitude (ΔV_{co}) induite par la modulation lumineuse dans les conditions définies ci-dessous. Ainsi, les réponses fréquentielles obtenues sont regroupées sur la figure 11.1.

LED faible éclairément	Modulation CP-DCO-OFDM	Multiples cellules et modules PV
	Sur-échantillonnage : 10 Sous-porteuses utiles : 255 Intervalle de garde : 1 Constellation : QPSK Nb symboles différents : 1 Nb symboles reçus : 975 Fréquence maximale (kHz) : 12,45 (24,90 49,81 124,5)	
Tension (V) : $2,875 \pm 0,25$		Distance E/R (cm) : 12 Éclairément (lux) : 450 ± 34

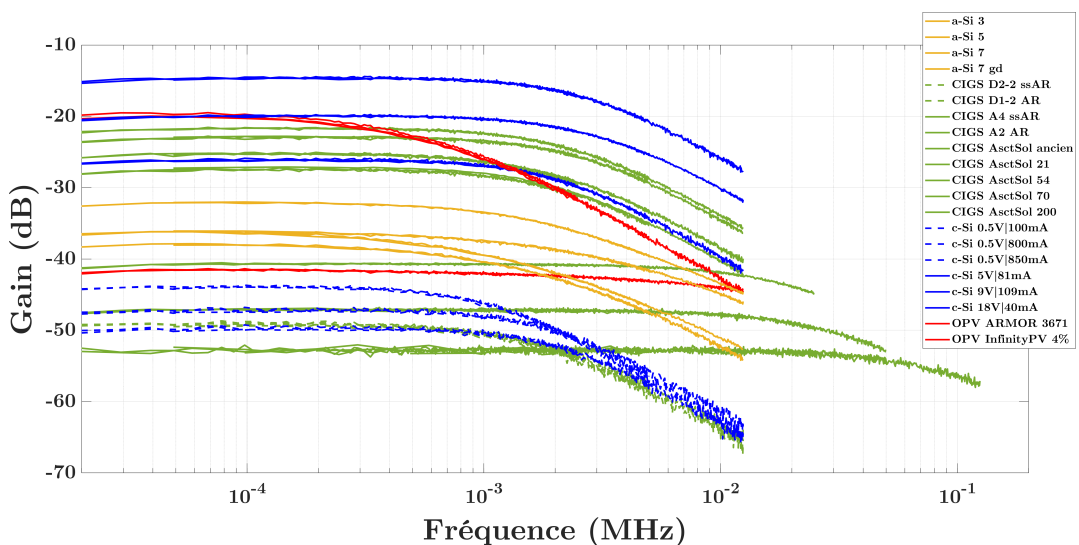


Figure 11.1 – Réponses fréquentielles de cellules et modules PV de 4 technologies différentes

Ici, on a volontairement représenté les quatre matériaux en quatre couleurs différentes de manière à démontrer l'absence de tendance générale relative au matériau composant les cellules. Dans toute cette section, les caractéristiques des cellules PV sont représentées en pointillés tandis que celles des modules PV sont en traits pleins.

L'analyse de ces courbes implique la prise en compte de trois paramètres : le gain à basse fréquence (ou statique), la fréquence de coupure et la pente d'affaiblissement hors de la bande passante. Le gain à basse fréquence est directement proportionnel au ΔV_{co} des cellules ou modules PV car le signal d'entrée est le même pour toutes ces courbes (même modulation lumineuse). La fréquence de coupure quant à elle est définie comme étant la fréquence correspondant à une diminution de 3 dB du gain par rapport au niveau statique. Enfin, on observe un affaiblissement après la coupure de l'ordre de -20 db/dec pour chaque technologie, ceci est caractéristique d'un filtre de type passe-bas du premier ordre tel que le prévoit la modélisation par le schéma électrique équivalent de la figure 10.5.

Ces paramètres sont reportés dans le tableau 11.2 munis des propriétés statiques des cellules et modules PV sous des conditions d'éclairage à 450 lux, correspondant au niveau de polarisation de la LED.

A partir de la modélisation régie par équation 10.3, de la valeur de résistance parallèle R_p (mesurée par $I(V)$) et de la fréquence de coupure f_c observable sur la figure 11.1, on déduit une valeur de la capacité parallèle C_p affichée dans ce même tableau. Puisque la fréquence de coupure reste similaire pour la majeure partie des cellules et modules PV, les valeurs de capacités (comprises entre $4,61e-11$ et $1,08e-7$) sont corrélées avec les valeurs de résistances parallèles. Seuls quatre modules se démarquent avec à la fois une faible valeur de résistance et de capacité parallèle. Cela leur permet une fréquence de coupure amplement améliorée au delà de 10 kHz.

Référence	LED 450 lux LiFi (amplitude 67 lux)				Selon Fig. 11.1		C_p déduit (F)
	I_{cc} (mA)	V_{co} (V)	ΔV_{co} à BF (mV)	R_p (Ω)	Gain à BF (dB)	f_c à -3dB (kHz)	
a-Si 3	0,0943	1,795	35	21044	-36,25	0,94	$8,05e-9$
a-Si 5	0,0500	2,445	24	65994	-38	1,3	$1,86e-9$
a-Si 7	0,0337	3,485	57	203530	-32,25	1,9	$4,12e-10$
a-Si 7 gd	0,0749	3,195	34,6	138650	-36	2,4	$4,78e-10$
D2-2 ssAR	0,024	0,0571	8,25	2453	-49	1,8	$3,6e-8$
D1-2 AR	0,031	0,0574	9,00	1919	-49	1,6	$5,18e-8$
A4 ssAR	0,101	0,163	24,59	1619	-40,75	19	$5,17e-9$
A2 AR	0,102	0,0735	11,56	722	-47,25	29	$7,6e-9$
AsctSol ancien	0,108	0,0289	4,53	268	-53	86	$6,91e-9$
AsctSol 21	0,109	1,45	59,81	32616	-27,5	2,1	$2,32e-9$
AsctSol 54	0,128	3,15	143,97	83738	-23	2,8	$6,79e-10$
AsctSol 70	0,239	2,95	106,06	41622	-25,25	1,8	$2,12e-9$
AsctSol 200	0,340	3,75	92,46	29691	-21,75	2,4	$2,23e-9$
c-Si 0.5 100	0,260	0,375	9,123	33050	-47	2,1	$2,29e-9$
c-Si 0.5 800	1,222	0,375	14,15	1229	-44	1,2	$1,08e-7$
c-Si 0.5 850	1,433	0,425	8,312	40556	-49,75	2,2	$1,78e-9$
c-Si 5 81	0,123	3,150	91,75	536797	-26	2,1	$1,41e-10$
c-Si 9 109	0,137	4,050	150,68	167143	-20	3,1	$3,07e-10$
c-Si 18 40	0,051	9,25	285,20	1232392	-14,5	2,8	$4,61e-11$
ARMOR 3671	0,099	4,85	131,24	122368	-19,5	0,5	$2,60e-9$
Infinity PV 4%	0,197	0,103	15,04	519	-41,5	12	$2,56e-8$

Table 11.2 – Caractéristiques fréquentielles des cellules et modules du tableau 11.1

11.1 Silicium cristallin (c-Si)

La figure 11.2 rappelle les réponses fréquentielles uniquement pour le silicium cristallin.

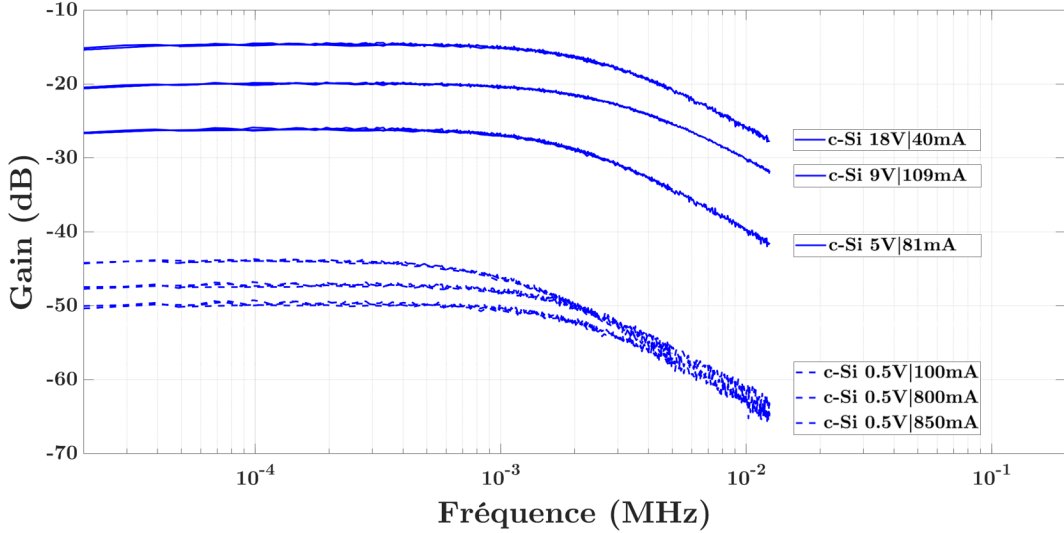


Figure 11.2 – Réponses fréquentielles des cellules et modules PV en silicium cristallin

La technologie c-Si donne des fréquences de coupures similaires (comprises entre 1,2 et 3,1 kHz) pour toutes les cellules et modules testés. De plus, on observe une augmentation du gain statique avec le nombre de cellules en série du dispositif de réception. Nous verrons par la suite (cf. section 13.2) qu'il est préférable de considérer un module possédant un grand nombre de cellules pour augmenter le V_{co} et ainsi la variation ΔV_{co} . Le gain en basse fréquence est donc plus élevé et la réponse fréquentielle reste supérieure.

Cependant, le critère de réponse fréquentielle à lui seul ne suffit pas à exprimer les performances d'une cellule ou d'un module PV, il faut également prendre en compte le bruit de la mesure tel que donné par la figure 11.3 pour le silicium cristallin.

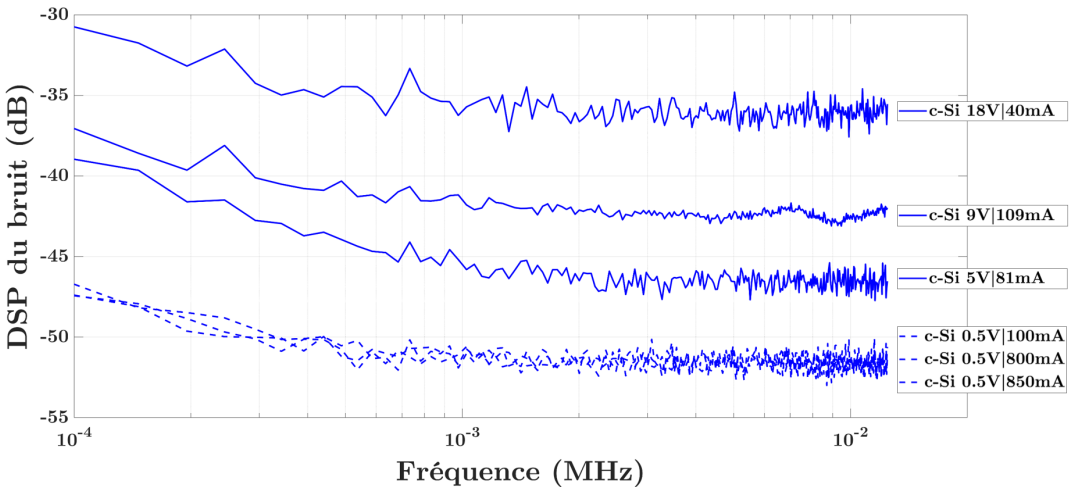


Figure 11.3 – Bruit de la mesure relevé pour les 3 cellules et les 3 modules c-Si

Si toutes les cellules ont une densité spectrale de bruit similaire, on observe sur la figure 11.3 une augmentation proportionnelle au nombre de cellules en série composant le module. Ainsi, si le signal a une amplitude plus élevée, le bruit de mesure est également plus intense. Il est donc nécessaire de corréler ces deux phénomènes pour comparer les performances des cellules et modules PV. La figure 11.4 représente leur rapport SNR.

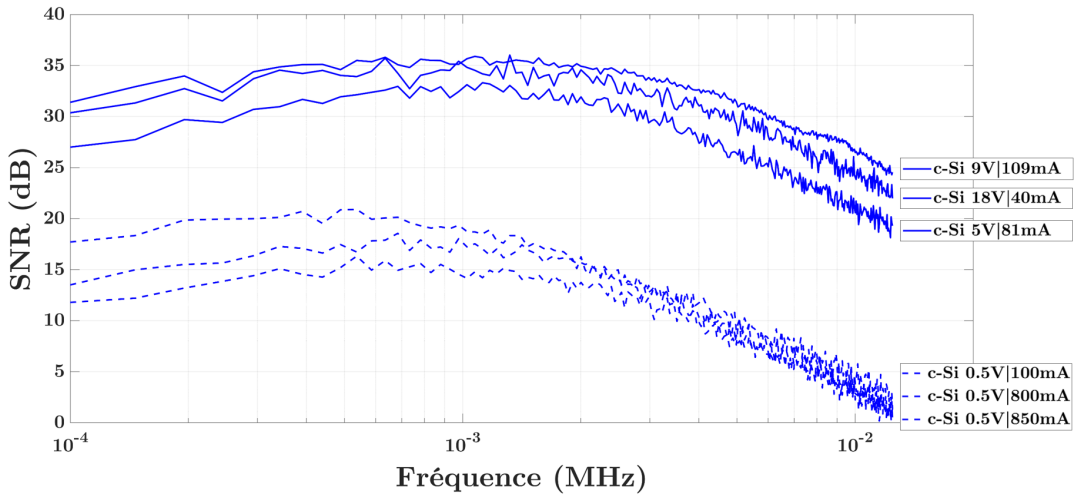


Figure 11.4 – Rapport signal sur bruit de la réception LiFi par les 3 cellules et 3 modules c-Si

On observe que le meilleur rapport signal sur bruit (*i.e.* la meilleure performance de communication) est obtenu pour le module 9V|109mA. En effet, même si le module 18V|40mA fournit une plus grande amplitude de signal, son augmentation ne suffit pas à compenser l'accroissement de son bruit. Ainsi, le signal est mieux détecté pour le module 9V|109mA et une communication à un même débit comportera un taux d'erreur plus faible.

On remarque également que les cellules fournissent toutes des SNR proches et à un niveau bien plus faible que tous les modules de même technologie testés. On peut avancer en première approche une préférence de détection LiFi par des modules connectés en série plutôt que par des cellules unitaires.

11.2 Séléniure de cuivre, d'indium et de gallium (CIGS)

La figure 11.5 rappelle les réponses fréquentielles uniquement pour le CIGS.

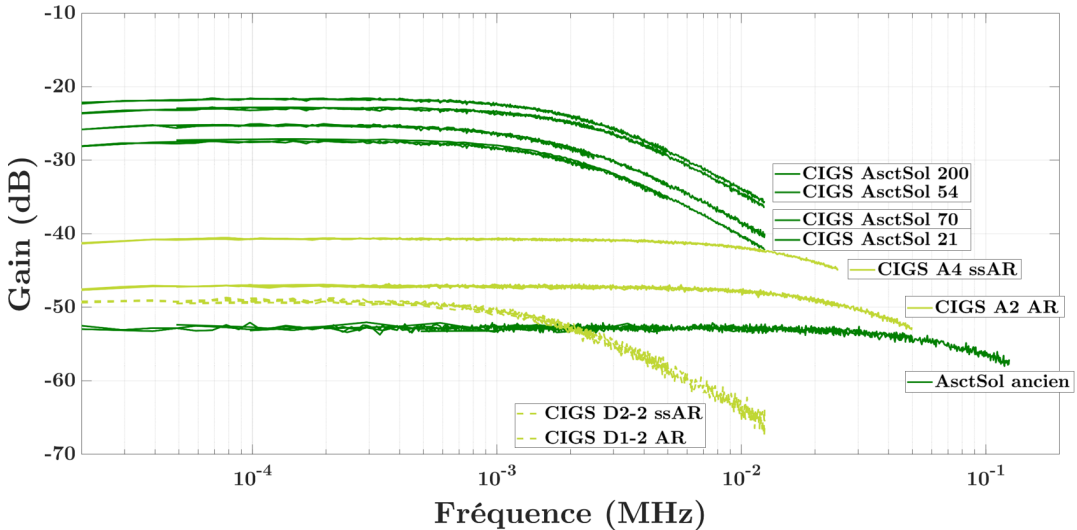


Figure 11.5 – Réponses fréquentielles des cellules et modules PV en CIGS

Remarque : On a ici sélectionné deux tons de couleur verte pour plus de visibilité, chacune correspondant à un fabricant.

Remarque 2 : Pour trois modules de cette technologie, les mesures de réponses fréquentielles jusqu'à 0,012 kHz n'ont pas permis de déterminer la fréquence de coupure. Dans ces cas, nous avons donc augmenté la gamme fréquentielle d'analyse jusqu'à observer les 3 dB d'atténuation.

On observe cette fois-ci une disparité dans les résultats des modules CIGS, principalement en fonction de leurs fabricants respectifs.

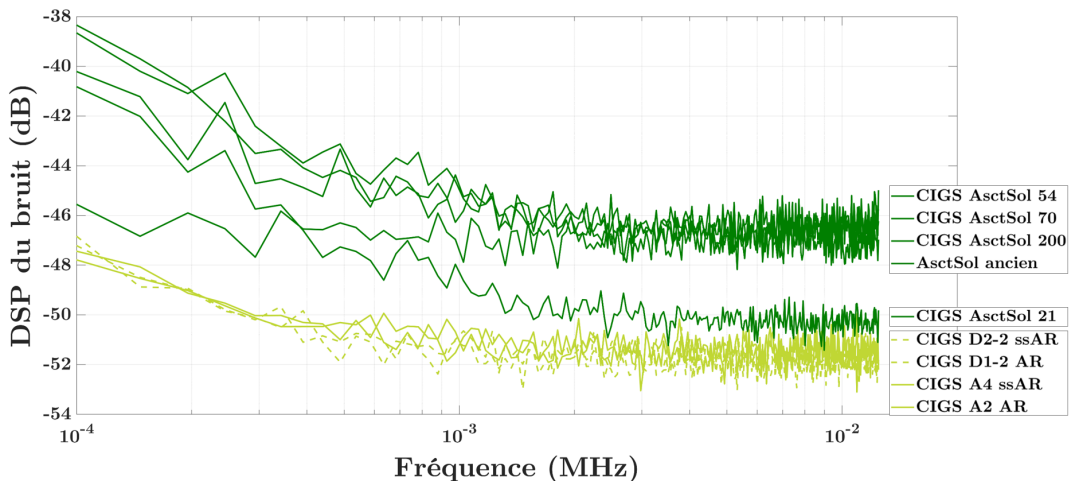


Figure 11.6 – Bruit de la réception LiFi relevé pour les 2 cellules et les 6 modules CIGS

Le cas du CIGS confirme que la densité spectrale de bruit pour les modules est supérieure à celle des cellules unitaires. Cependant, on observe que des cellules fournies par le fabricant Solar Frontier permettent de conserver ce faible niveau de bruit même dans le cas de modules (ici de 13 cellules).

Concernant les modules commerciaux du fournisseur Ascent Solar, le AsctSol 21 (6 cellules) montre un comportement atypique avec un bruit 1,5 dB au-dessus des cellules et modules de Solar Frontier tandis que tous les autres (10 et 13 cellules) présentent un bruit 5 dB plus important.

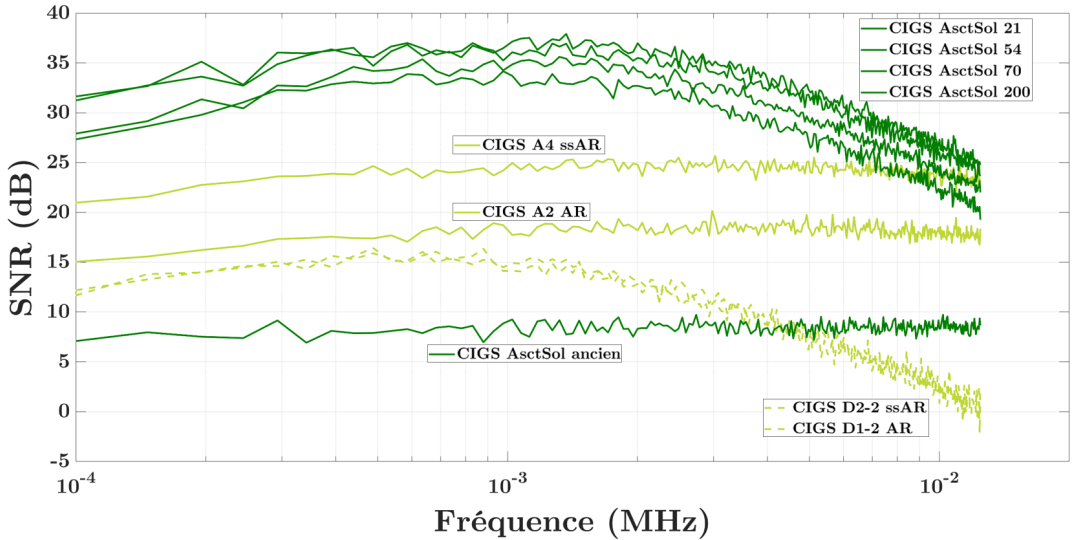


Figure 11.7 – Rapport signal sur bruit de la réception LiFi par les 2 cellules et 6 modules CIGS

Les modules AsctSol 21, 54, 70 et 200 présentent des niveaux de SNR proches. En effet, les bruits des modules 54, 70 et 200 sont équivalents et leurs réponses fréquentielles ne présentent que peu de variations, c'est cette légère différence qui se retrouve sur le graphique du SNR de la figure 11.7. Pour le module 21, le plus bas niveau de gain est compensé par le plus faible bruit, ce qui le place à la même performance que les modules 54, 70 et 200.

Concernant les modules du fabricant Solar Frontier, la différence des courbes de SNR entre le A2 AR et A4 ssAR est uniquement due à leur différence de 6,5 dB de gain à basse fréquence. Si les modules du fabricant Ascent Solar ont une fréquence de coupure similaire à ceux en silicium cristallin, on observe ici un comportement différent pour les modules de Solar Frontier qui montrent un SNR constant sur toute la plage fréquentielle du graphique de la figure 11.7. En effet, leurs fréquences de coupures apparaissent à 19 kHz (A4 ssAR) et 29 kHz (A2 AR). On note également que les deux cellules du même fabricant présentent précisément le même comportement avec une fréquence de coupure similaire à celle des échantillons en silicium cristallin.

Enfin, le module AsctSol ancien reste sous la « barre » des 10 dB symbolisant une limite en deça de laquelle la communication présente une erreur supérieure à 10^{-3} (cf. section 6.4.3). Même si ce module présente une fréquence de coupure amplement supérieure aux autres avec 86 kHz, la communication est impossible car, dans sa bande passante, ce dernier présente déjà un taux d'erreur trop important.

En revanche, ce module devient un très bon candidat lorsqu'on diminue légèrement la distance E/R. En effet, ceci provoque l'accroissement du niveau de polarisation (actuellement de 450 lux) mais également la différence d'amplitude lumineuse (actuellement de 67 lux) reçue par le module, ce qui provoque l'augmentation du gain à basse fréquence. Or dans le cas du module AsctSol ancien, une faible diminution de la distance E/R suffit à placer son SNR supérieur à 10 dB sur toute sa bande fréquentielle et il devient le candidat le plus performant parmi les modules du tableau 11.1.

Remarque : il est intéressant d'observer que ces mesures tendent à démontrer que les modules ayant un plus faible SNR à basse fréquence possèdent généralement des fréquences de coupure plus élevées. Des mesures complémentaires permettraient de renforcer cette hypothèse.

11.3 Photovoltaïque organique (OPV)

Pour la technologie OPV, nous comparons ici deux modules de deux fournisseurs différents. Il est difficile de conclure avec une population aussi faible car de nombreux paramètres changent d'un module à l'autre. Ceci est d'autant plus important pour la technologie OPV qui regroupe de nombreuses possibilités de couples donneurs-accepteurs. Précisons que les deux fournisseurs utilisent la technique de fabrication « roll-to-roll ».

- ARMOR est une société fondée en 1922 et spécialisée dans le dépôt de carbone pour le transfert thermique. Ce dépôt est réalisé par la technique de roll-to-roll. Une installation d'OPV par ARMOR a été annoncée très récemment [81] sur un bâtiment tertiaire.
- InfinityPV est une start-up danoise fondée en 2014 et spécialisée dans la fabrication de modules PV organiques sur substrat plastique (souple) par roll-to-roll.

La figure 11.8 rappelle les réponses fréquentielles uniquement pour les matériaux organiques.

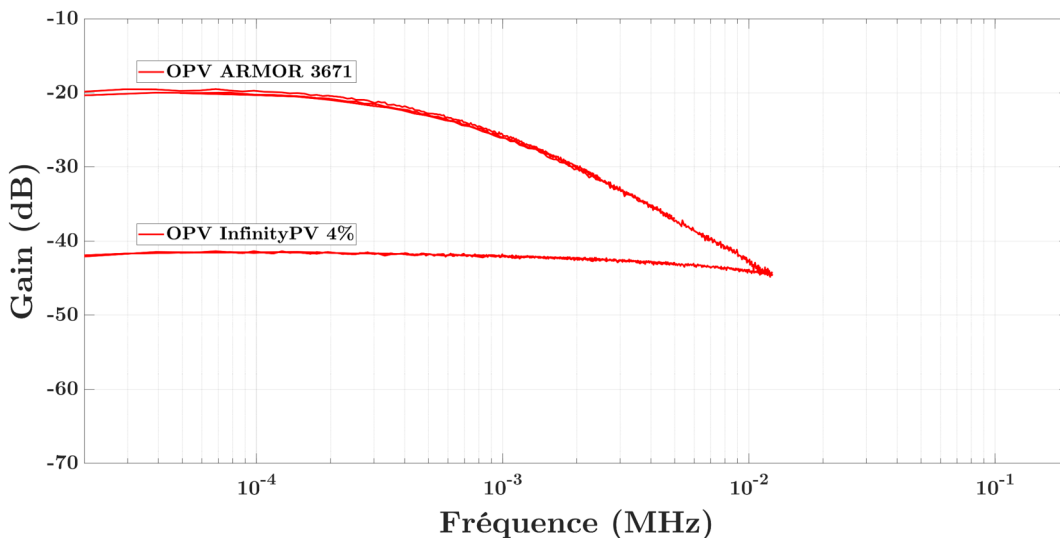


Figure 11.8 – Réponses fréquentielles des cellules et modules PV en OPV

On observe que le gain à basse fréquence du module ARMOR 3671 est plus élevé de 22 dB, ce qui témoigne d'une excellente détection à basse lumière puisque 66% du V_{co} à AM1.5 est atteint à seulement 450 lux (par comparaison entre les tableaux 11.1 et 11.2).

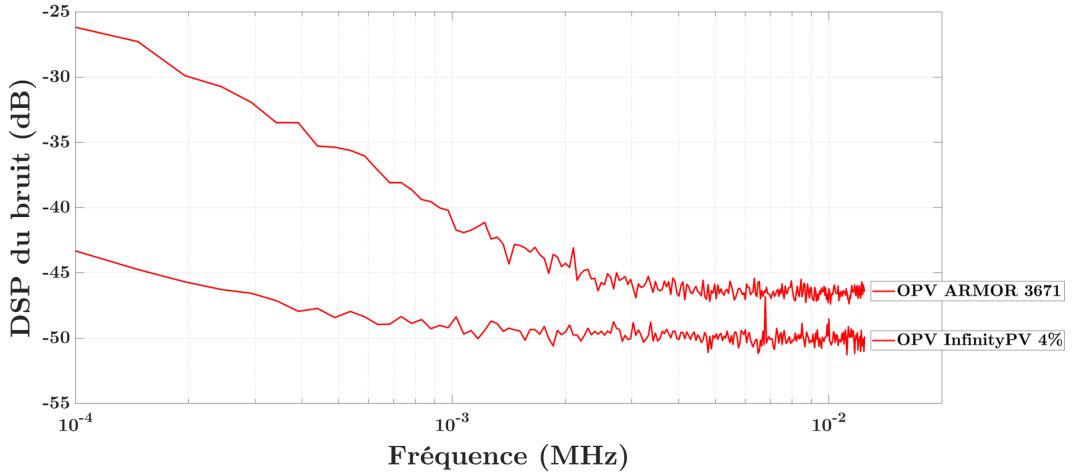


Figure 11.9 – Bruit de la réception LiFi relevé pour les 2 modules OPV

Exceptée l'analyse du bruit de scintillation, la figure 11.9 révèle une densité spectrale du bruit plus élevée de 4 dB pour le module ARMOR 3671 par rapport au module InfinityPV 4%. Cet écart se reporte sur le rapport signal sur bruit de la figure 11.10 et provoque ainsi une inversion de tendance dès 7 KHz, soit à plus basse fréquence que la courbe de réponse fréquentielle (12 kHz).

Remarque : Le bruit de scintillation est défini pour les semi-conducteurs inorganiques comme provenant des défauts inter-gap, mais l'apparition de ce phénomène n'est pas encore totalement compris pour la technologie organique [82]. Ce bruit semble être plus important dans le cas du module ARMOR 3671.

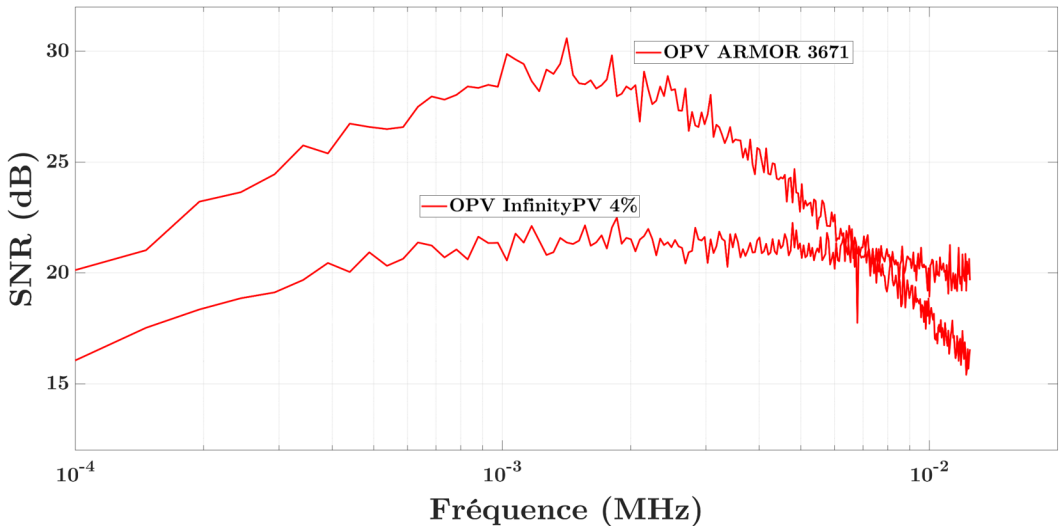


Figure 11.10 – Rapport signal sur bruit de la réception LiFi par les 2 modules OPV

L'analyse à partir de la modélisation de la section 10.2 nous indique que la faible fréquence de coupure est due à une plus grande résistance parallèle (122 k Ω) qui rend ce module moins performant que le Infinity PV 4% ($R_p = 519 \Omega$) à partir d'une fréquence de modulation de 7 kHz.

11.4 Silicium amorphe (a-Si)

La figure 11.11 rappelle les réponses fréquentielles uniquement pour le silicium amorphe.

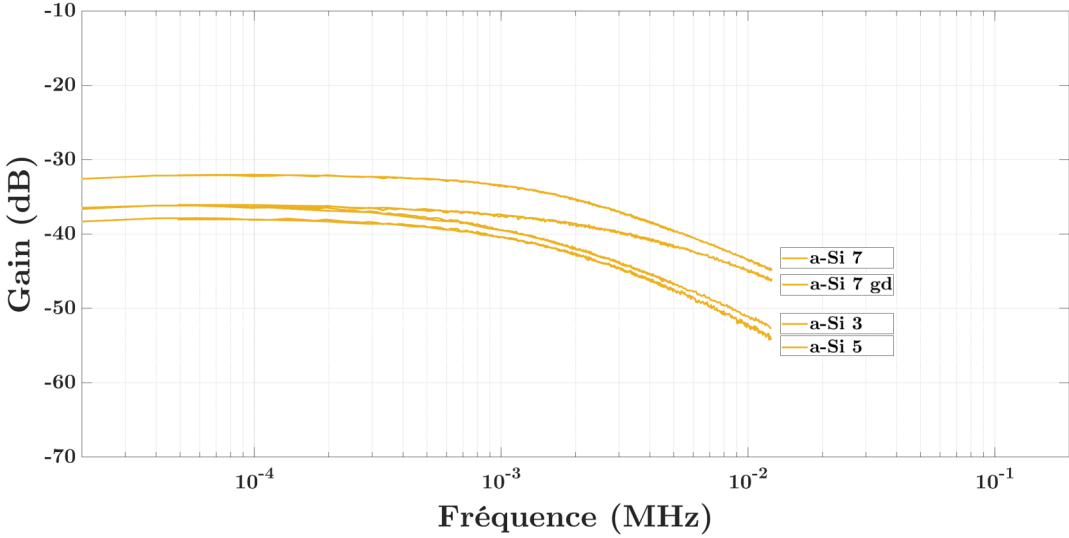


Figure 11.11 – Réponses fréquentielles des cellules et modules PV en silicium amorphe

Les modules en silicium amorphe présentés sont tous issus du fabricant français Solems. Les trois premiers sont de surfaces identiques (7,2 cm²) et les deux derniers sont tous deux composés de sept cellules mais de tailles différentes (7,2 et 14,4 cm²).

L'exploitation des réponses fréquentielles dans le tableau 11.2 permet d'observer que l'augmentation du nombre de cellules par module permet d'accroître très légèrement la fréquence de coupure puisqu'elle passe de 0,94 kHz pour le module de 3 cellules à 1,9 kHz pour celui de 7 cellules. La sélection de cellules de plus grande surface augmente également la fréquence de coupure (+ 0,5 kHz) mais au détriment du gain à basse fréquence (- 4 dB).

Le bruit relevé pendant les mesures est donné sur la figure 11.12.

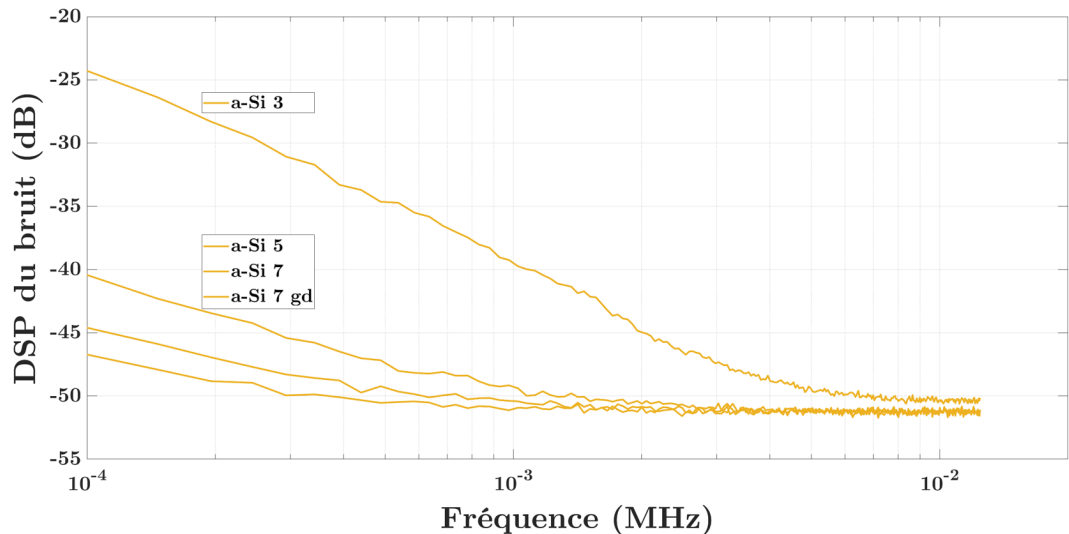


Figure 11.12 – Bruit de la réception LiFi relevé pour les 4 modules a-Si

On observe une similarité du bruit pour tous les modules excepté celui de 3 cellules qui possède à la fois un bruit de scintillation mais également environnemental (tel que défini dans la sous-section 4.2.3) plus important. Plusieurs échantillons similaires seraient nécessaires pour confirmer ou infirmer ce résultat.

Le rapport signal sur bruit résultant pour ces quatre échantillons est reporté sur la figure 11.13.

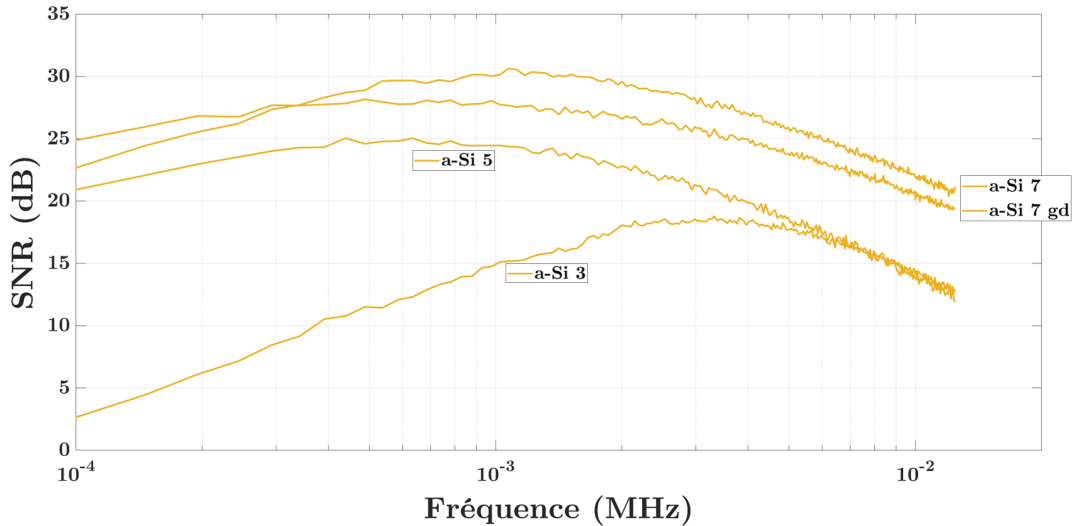


Figure 11.13 – Rapport signal sur bruit de la réception LiFi par les 4 modules a-Si

Au final, le SNR permet de définir que les performances des modules s'accroissent avec le nombre de cellules en série dont ils sont composés. De plus, l'augmentation de la taille des cellules diminue légèrement les performances LiFi.

Cependant, la très faible population de ce test ne nous permet pas de conclure assurément quant à l'impact du nombre de cellules sur les performances LiFi. Ceci est d'autant plus vrai pour la surface des cellules où l'on compare seulement deux modules.

Conclusion de l'impact du matériau des cellules et modules PV sur les performances LiFi

La figure 11.1 démontre qu'il n'existe pas de technologie préférentielle pour la réception de LiFi car les performances des cellules et modules sont très variables au sein d'une même technologie. Tous les échantillons mesurés montrent un comportement de type filtre passe-bas du premier ordre, ainsi, les performances de détection LiFi dépendent de trois paramètres : le gain statique, la fréquence de coupure et la densité spectrale du bruit, tous ces paramètres étant pris en compte dans le rapport signal sur bruit.

Ces premières analyses démontrent que le gain statique peut être augmenté avec le nombre de cellules en série qui composent les modules.

La fréquence de coupure dépend des valeurs de résistances et capacités parallèles des cellules et modules PV selon la modélisation par schéma électrique équivalent de la section 10.2. Pour la plupart des échantillons étudiés, si ces deux paramètres varient de plusieurs ordres de grandeur, ils démontrent un comportement inversement proportionnel qui tend à conserver la fréquence de coupure proche de 2 à 3 kHz.

Enfin, la densité spectrale du bruit augmente avec le nombre de cellules, annonçant une optimisation du nombre de cellules à trouver entre l'accroissement du gain statique (qui augmente le SNR) et celle du bruit (qui diminue le SNR).

Analyse des modules et des cellules en CIGS fournis par la société Solar Frontier

Solar Frontier est une entreprise japonaise experte dans le domaine du photovoltaïque en matériau CIGS. Elle détient actuellement les records de rendements pour cette technologie. Un partenariat sous NDA nous a permis de mesurer les performances de deux modules et douze cellules sans couche anti-reflet (ssAR) et avec une couche anti-reflet (AR). Nous avons pu ainsi caractériser les performances de réception LiFi en intérieur et en extérieur de tous ces échantillons dans les conditions ci-dessous. Notons que le niveau d'éclairement a été amplement augmenté, passant de 450 lux dans la série de mesure précédente à 5600 lux, pour augmenter le rapport signal sur bruit des mesures en environnement extérieur et ainsi faciliter l'exploitation des mesures. Côté critères de caractérisation, le taux d'erreur global vient compléter les paramètres de sorties du banc pour les mesures en intérieur puis le taux d'erreur fréquentiel durant l'exploitation des mesures à l'extérieur.

On peut aussi remarquer que le nombre de symboles reçus est diminué à 96 pour les mesures Solar Frontier. En environnement extérieur, le taux d'éclairement est fluctuant. Il est donc nécessaire de diminuer le temps de prise de la mesure au plus court possible. Avec un envoi de seulement 96 symboles, le temps de caractérisation est d'environ 40 ms, cela permet d'assurer l'homogénéité de l'irradiance solaire pendant la durée de la mesure.

LED fort éclairément



Courant DC (mA) : 200
Tension AC (Vpp) : 2,12

Modulation

CP-DCO-OFDM

Sur-échantillonnage : 10
Sous-porteuses utiles : 255
Intervalle de garde : 1
Constellation : QPSK
Nb symboles différents : 1
Nb symboles reçus : 96
Fréquence maximale (MHz) :
0,2490 (cellules) | 1,245
(modules)

Cellules et modules Solar Frontier



Distance E/R (cm) : 22
Éclairement (lux) : 5600 ±
1770

Contrairement à la série de mesures précédente, l'objectif de cette caractérisation est l'obtention d'un débit de communication maximal. Pour ce faire, on utilise une gamme fréquentielle optimisée et bien souvent hors de la bande passante des cellules et modules. Cet optimal est déterminé en augmentant les fréquences d'émissions jusqu'à la limite admissible du taux d'erreur de 10^{-3} (cf. sous-section 6.4.3). En effet, dans notre cas d'un filtre passe-bas et hors de la bande passante, plus élevée

est la fréquence utilisée, plus grande est l'atténuation du signal. Ceci est aisément visualisable sur les constellations pour lesquelles on observe un élargissement des nuages de points avec l'augmentation de la fréquence de transmission. Des erreurs apparaissent dès que les nuages de deux points de transmission se mêlent.

12.1 Modules PV

Les quatre modules disponibles pour ce test sont référencés « A1 ssAR », « A4 ssAR », « A2 AR » et « A3 AR » et comportent chacun 13 cellules connectées en série. Ces modules étant fabriqués sur une même plaque, les mesures de performances (tableau 12.1) sont effectuées uniquement pour un module sans Anti-Refllet et un module avec Anti-Refllet.

Sans anti-reflet (ssAR)							
Référence	Surface (cm ²)	AM1.5					
		V _{co} (V)	I _{cc} (mA)	FF (%)	R _{série}	R _{//}	η (%)
A1	26,052	7,8021	77,616	70,0	13,13	3248,19	16,26
Avec anti-reflet (AR)							
Référence	Surface (cm ²)	AM1.5					
		V _{co} (V)	I _{cc} (mA)	FF (%)	R _{série}	R _{//}	η (%)
A3	26,052	7,8182	80,538	71,0	12,51	3694,70	17,15

Table 12.1 – Performances des modules Solar Frontier pour la récupération d'énergie (mesures fournies par Solar Frontier)

À l'aide du calcul du BER, la plage fréquentielle de fonctionnement optimal des modules a été déterminée entre 1,24 et 2,48 MHz. Les performances de qualité de la communication sont reportées dans le tableau 12.2 pour ces deux fréquences.

	Anti-Refllet	Référence	Fréquence max (MHz)	Débit (Mbps)	BER
Modules de 13 cellules	Sans	A1 ssAR	1.24	1.24	$< 2.10^{-5}$
			2.48	2.48	$1, 12.10^{-3}$
		A4 ssAR	1.24	1.24	$< 2.10^{-5}$
			2.48	2.48	$2, 37.10^{-3}$
	Avec	A2 AR	1.24	1.24	$< 2.10^{-5}$
			2.48	2.48	$4, 90.10^{-3}$
		A3 AR	1.24	1.24	$< 2.10^{-5}$
			2.48	2.48	$6, 27.10^{-3}$

Table 12.2 – Taux d'erreur global de communications réalisées avec des modules PV Solar Frontier

Pour tous les modules, la communication est possible sur toute la bande fréquentielle lorsqu'on choisit une fréquence maximale de 1,24 MHz car le BER est inférieur à la limite de 10^{-3} . Cela donne un débit maximal de 1,24 Mbps avec nos paramètres de modulation (constellation et intervalle de garde). Lors de la caractérisation qui suit, nous utiliserons les mesures jusqu'à 2,48 MHz afin d'observer la limite du rapport signal sur bruit qui permet une transmission avec un taux d'erreur inférieur à 10^{-3} .

Les mesures de réponses fréquentielles obtenues sur la figure 12.1 tendent à démontrer une conservation des performances en communication LiFi des modules PV après le dépôt de la couche anti-reflet.

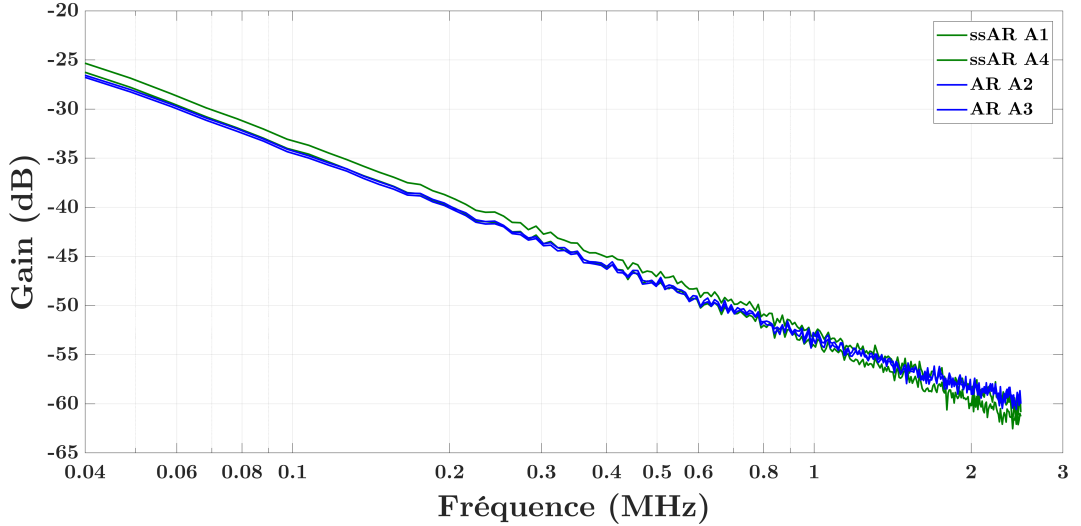


Figure 12.1 – Réponse fréquentielle des modules Solar Frontier

Cependant, le rapport signal sur bruit de ces mêmes mesures sur la figure 12.2 montre un abaissement des performances de réception LiFi des modules PV après application d'une couche d'anti-reflet. Ainsi, ces mesures mettent en avant une modification du bruit de la mesure avec la présence d'une couche AR.

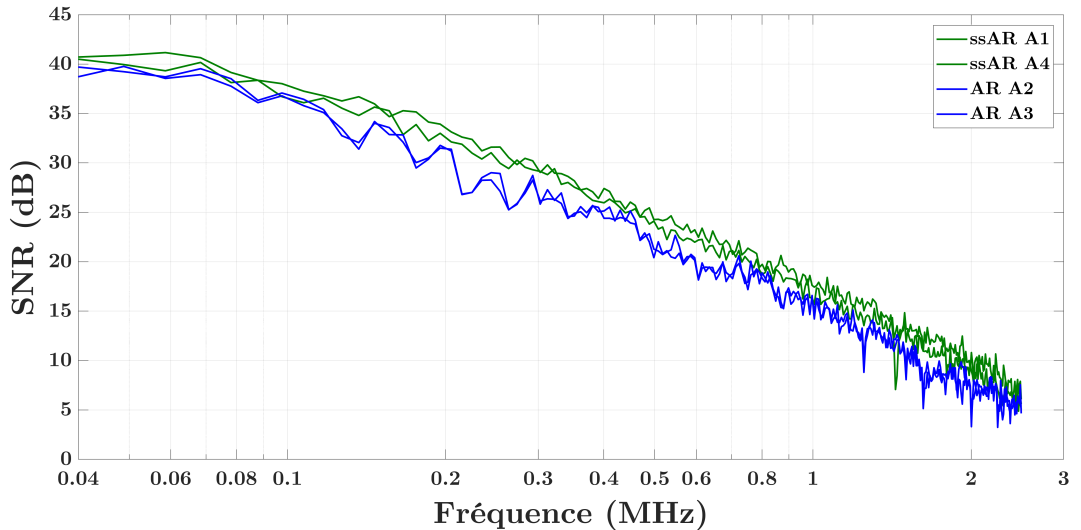


Figure 12.2 – SNR des modules Solar Frontier

Remarque : On rappelle que si la calibration du banc est appliquée sur les résultats de réponses fréquentielles, elle ne l'est pas sur le SNR car il s'agit d'un résultat absolu. Le changement de pente que l'on aperçoit à basse fréquence est donc le résultat de la coupure basse du biasT en plus du bruit de scintillation.

Ces mesures de SNR nous permettent de préciser l'intervalle de débit atteignable que nous avons précédemment établi dans le tableau 12.2 (entre 1,24 et 2,48 Mbps). En effet, les modules sans anti-reflet atteignent la limite d'un SNR de 10 dB pour une fréquence de 1,95 MHz tandis que ceux avec la couche anti-reflet ont cette même valeur de SNR pour seulement 1,55 MHz. En résumé, avec les paramètres de modulation et d'éclairage de ce test, nous avons montré qu'il est possible de recevoir une communication jusqu'à un débit de 1,95 Mbps pour les modules sans couche anti-reflet et à un débit de 1,55 Mbps pour les modules avec couche anti-reflet, soit une réduction des performances LiFi de 20%.

12.2 Cellules PV

Le test est réalisé sur 12 cellules sans couche anti-reflet et 12 cellules similaires présentant un anti-reflet interférentiel.

Ces cellules, fabriquées simultanément, présentent des performances équivalentes pour la récupération d'énergie telles qu'affichées sur le tableau 12.3. Le test réalisé vise à vérifier si cette condition est aussi valable lorsqu'elles sont utilisées en communication LiFi.

Sans anti-reflet (ssAR)							
Référence	Surface (cm ²)	AM1.5					
		V _{co} (V)	I _{cc} (mA)	FF (%)	R _{série}	R _{//}	η (%)
D2-1 cell1	0,5265	0,6799	19,488	77,7	2,78	5450,35	19,56
D2-1 cell3	0,5265	0,6817	19,493	77,6	2,88	9427,06	19,60
D2-1 cell4	0,5265	0,6789	19,550	78,0	2,65	2484,41	19,65
D2-1 cell6	0,5265	0,6800	19,566	78,1	2,69	14263,85	19,73
Moyenne cellule ssAR	0,5265	0,6801	19,524	77,9	2,75	7906,42	19,64
Avec anti-reflet (AR)							
Référence	Surface (cm ²)	AM1.5					
		V _{co} (V)	I _{cc} (mA)	FF (%)	R _{série}	R _{//}	η (%)
D1-2 cell1	0,5265	0,6840	20,380	77,2	3,05	14305,13	20,44
D1-2 cell3	0,5265	0,6841	20,323	77,4	2,99	7999,35	20,44
D1-2 cell4	0,5265	0,6890	20,303	77,4	2,90	3171,37	20,57
D1-2 cell6	0,5265	0,6879	20,421	77,2	2,88	3244,19	20,59
Moyenne cellule AR	0,5265	0,6863	20,357	77,3	2,96	7180,01	20,51

Table 12.3 – Performances des cellules Solar Frontier pour la récupération d'énergie (mesures fournies par Solar Frontier)

Remarque : Nous avons ici quatre plaques (deux ssAR et deux AR), avec six cellules par plaque. Elles sont disposées en grille de 2x3 cellules et seules les cellules dans les coins sont testées. Les performances de récupération d'énergie étant très semblables, on peut considérer les performances moyennes données sur le tableau 12.3.

Les réponses fréquentielles de toutes les cellules sont représentées sur la figure 12.3 avec le SNR correspondant sur la figure 12.4.

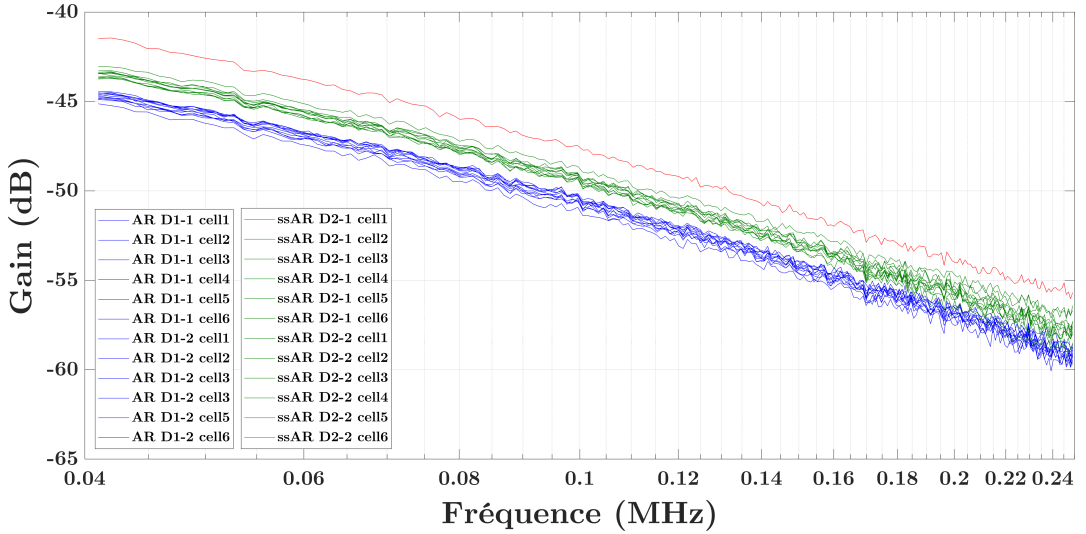


Figure 12.3 – Réponse fréquentielle des cellules Solar Frontier

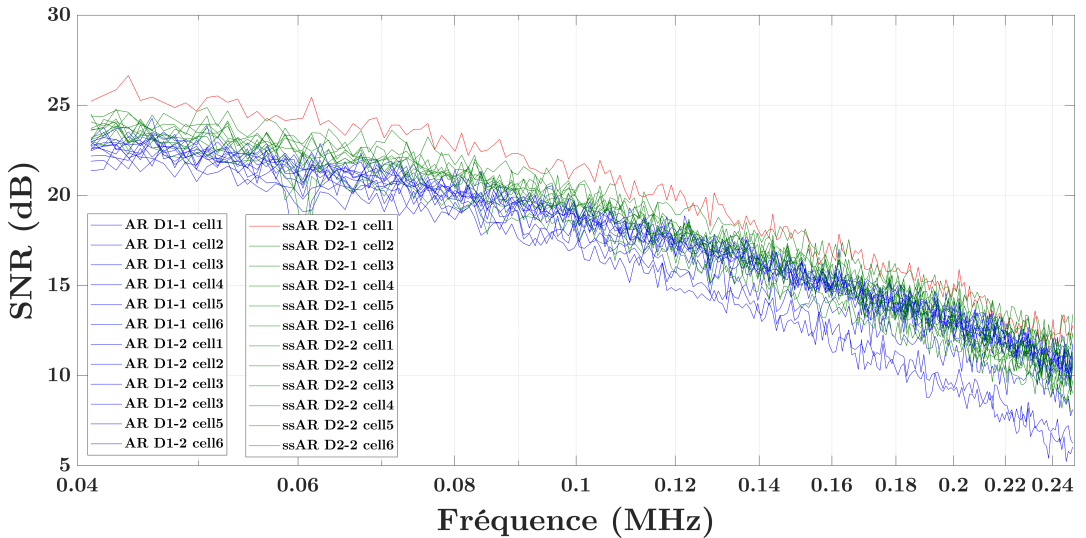


Figure 12.4 – SNR des cellules Solar Frontier

Remarque : La cellule ssAR D2-1 cell1 se démarque par des résultats plus performants que les autres. Notre hypothèse se porte sur le fait d'une baisse de la résistance parallèle qui est en cours de vérification.

Les réponses fréquentielles des cellules sur la figure 12.3 montrent distinctement une baisse de performance provoquée par l'ajout d'une couche anti-reflet. Cependant et contrairement aux mesures des modules, ce phénomène est moins visible sur les courbes de SNR (figure 12.4) ce qui implique une légère diminution du bruit moyen après le dépôt de la couche anti-reflet.

Au final, pour ces cellules PV, la limite de 10 dB de SNR est atteinte pour des fréquences autour de 0,25 MHz avec ou sans couche anti-reflet, soit 250 kbps avec nos paramètres d'émissions. Ce débit reste inférieur d'un facteur huit par rapport à celui accessible avec les modules.

Conclusion sur les performances fréquentielles des cellules et modules Solar Frontier

Nous avons eu la possibilité de mesurer les performances fréquentielles de cellules et modules (de 13 cellules) PV du fabricant Solar Frontier. Les résultats de ces explorations démontrent une nette amélioration des performances de réception LiFi des modules vis-à-vis des cellules. En effet, en se basant sur la limite d'un SNR de 10 dB qui définit un taux d'erreur acceptable (cf. sous-section 6.4.3), nous avons pu établir un débit maximal de 1,95 Mbps pour les modules tandis que les cellules sont limitées à 250 kbps. Cela démontre un débit multiplié par huit pour un nombre de cellules multiplié par treize.


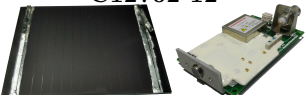
De plus, la population d'échantillons fournis permet de montrer l'impact de l'application d'une couche anti-reflet sur les performances LiFi. Cependant, les résultats des mesures sur les cellules et sur les modules ne sont pas en accord. De ce fait, nous prendrons en compte principalement les résultats des cellules qui sont trois fois plus nombreuses, ce qui nous donne une statistique suffisante pour extraire une tendance. Ainsi, ces tests montrent que l'application d'une couche AR diminue la réponse fréquentielle. Cependant, la différence est compensée par l'augmentation du bruit de mesure pour, à terme, donner des SNR équivalents. De nouvelles mesures sur les modules sont nécessaires pour compléter cette section et vérifier que la différence de comportement observée entre les cellules et modules n'est pas un artefact de mesure.

12.3 Réception d'un signal LiFi en extérieur

Peu de travaux font état d'études de réception LiFi par des cellules ou modules PV en condition extérieure. Cela peut permettre d'évaluer la capacité de communication LiFi mais également d'évaluer les perturbations engendrées par un éclairage solaire additionnel en intérieur proche d'une fenêtre (environnement dit « mixte »).

Toutes ces mesures d'exposition en extérieur ainsi qu'une partie de l'analyse ont été effectuées pendant le stage de fin de DUT Mesures Physiques de Nathan Betrancourt, que j'ai eu le plaisir d'encadrer.

L'objectif de ces mesures est de comparer les performances de réception LiFi en extérieur entre un module PV et une photodiode APD souvent utilisée pour le LiFi et de pouvoir ainsi analyser l'influence de l'éclairement solaire sur la communication LiFi. Pour ce test, on sélectionne la photodiode Hamamatsu APD C12702-12 qui a été utilisée pour la calibration du banc (cf. sous-section 8.1.10) et le module PV « A3 AR » de Solar Frontier. Le banc est donc placé dans sa configuration pour l'extérieur définie dans la section 8.3. Les conditions de ces tests sont similaires aux mesures précédentes effectuées en intérieur et sont résumées ci-dessous.

LED fort éclairement	Modulation CP-DCO-OFDM	Modules Solar Frontier « A3 AR » et photodiode Hamamatsu ADP C12702-12
	Sur-échantillonnage : 10 Sous-porteuses utiles : 255 Intervalle de garde : 1 Constellation : QPSK Nb symboles différents : 1	
Courant DC (mA) : 200 Tension AC (Vpp) : 2,12	Nb symboles reçus : 96 Fréquence maximale (MHz) : 1,245 4,981	Distance E/R (cm) : 22 Éclairement (lux) : 5600 ± 1770

Après l'exposition à l'extérieur, nous avons à nouveau mesuré les performances du module A3 AR et de la photodiode. Leurs réponses fréquentielles sont reportées sur la figure 12.5 et seront

considérées comme des références de performance lorsqu'il n'y a pas d'éclairage solaire additionnel.

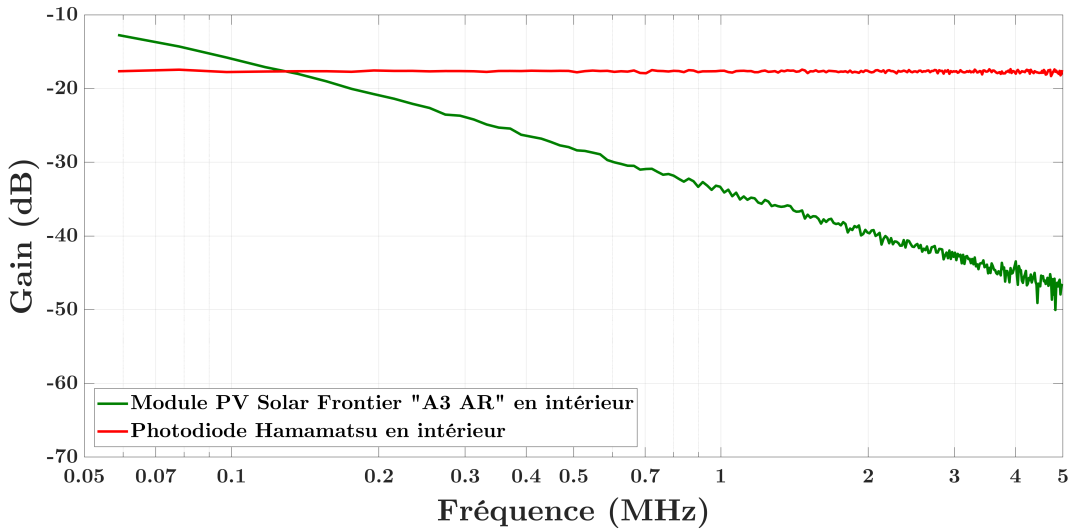


Figure 12.5 – Comparaison de la réponse fréquentielle du module PV et de la photodiode sous un éclairage de 5600 lux

Il est important de noter deux changements dans la présente caractéristique du module par comparaison avec sa première mesure sur la figure 12.1 :

1. une augmentation de la réponse fréquentielle du module PV de 18 dB,
2. une baisse du rendement de récupération d'énergie due à un abaissement du facteur de forme (FF) comme on peut le voir dans le tableau 12.4 qui montre l'évolution des performances du module après exposition au soleil.

Exposition au soleil	Surface (cm ²)	AM1.5					
		V _{co} (V)	I _{cc} (mA)	FF (%)	R _{série}	R _{//}	η (%)
Avant	26,052	7,8182	80,538	71,0	12,51	3694,70	17,15
Après	26,052	7,4750	85,174	46,7	29,91	273,65	11,44

Table 12.4 – Évolution des performances de récupération d'énergie du module Solar Frontier « A3 AR » après exposition au soleil pendant deux jours

Nos premières hypothèses portent sur la couche anti-reflet non protégée par une encapsulation qui se serait dégradée en modifiant la qualité et la performance des cellules, ce qui s'est traduit par une forte diminution de la résistance parallèle passant de 3695 Ω à 274 Ω. Ainsi, l'augmentation du gain proviendrait d'un décalage de la fréquence de coupure vers les hautes fréquences.

On observe sur la figure 12.5 que la photodiode présente une réponse fréquentielle plate sur la bande considérée car la calibration du banc est effectuée avec cette même photodiode. Le module PV quant à lui présente une pente décroissante de 19,11 dB/dec correspondant à sa caractéristique après sa fréquence de coupure.

La figure 12.6 présente le taux d'erreur obtenu pour la communication avec le module PV. Ce graphique étant affiché en échelles logarithmiques, il n'est pas possible d'afficher le taux d'erreur, toujours nul, de la photodiode.

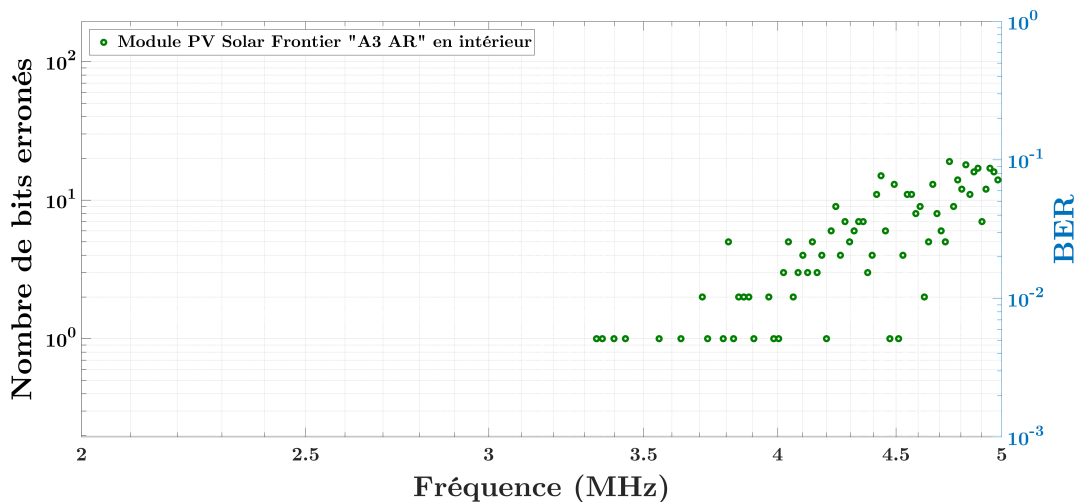


Figure 12.6 – Comparaison du taux d’erreur d’une communication jusqu’à 5 MHz reçue par le module PV et par la photodiode en environnement intérieur

Les paramètres de communications de ces tests montrent une réception de seulement 96 symboles. Dans ces conditions, une seule erreur dans cette communication représente déjà un BER de $5 \cdot 10^{-3}$. On définit donc la limite de possibilité de transmission dès l’apparition d’un bit erroné.

Si le signal envoyé est complètement retrouvé par la photodiode Hamamatsu pour toutes les fréquences utilisées (pour les fréquences supérieures, on observera la coupure de la LED avant celle de cette photodiode), les points verts montrent un taux d’erreur croissant à partir de 3,3 MHz pour le signal détecté par le module PV. C’est donc sa fréquence de communication maximale.

Les mesures en extérieur ont été effectuées en juillet 2018 devant le laboratoire IM2NP à Marseille (France) (cf. figure 8.26 bas). On note l’absence de tout système de focalisation ou de filtre pour augmenter le SNR de la communication.

La LED illumine le module PV sous irradiance normale tandis que l’éclairage solaire en parallèle est de plus en plus intense au fur et à mesure de l’avancement de la journée. Cette irradiance est mesurée avec une photodiode Solems RG100 (figure 8.27) jusqu’à un maximum de 950 W/m^2 ce qui est très proche des 1000 W/m^2 du standard AM1.5. On notera que toutes ces irradiances sont mesurées avec une incertitude de $\pm 20 \text{ W/m}^2$.

L’évolution de la réponse fréquentielle de la photodiode Hamamatsu en fonction de la puissance de l’éclairage solaire additionnel est donnée sur la figure 12.7 pour une irradiance allant de 125 W/m^2 à 900 W/m^2 .

Pour plus de clarté, les taux d’erreurs de seulement deux de ces mesures sont reportés sur la figure 12.8.

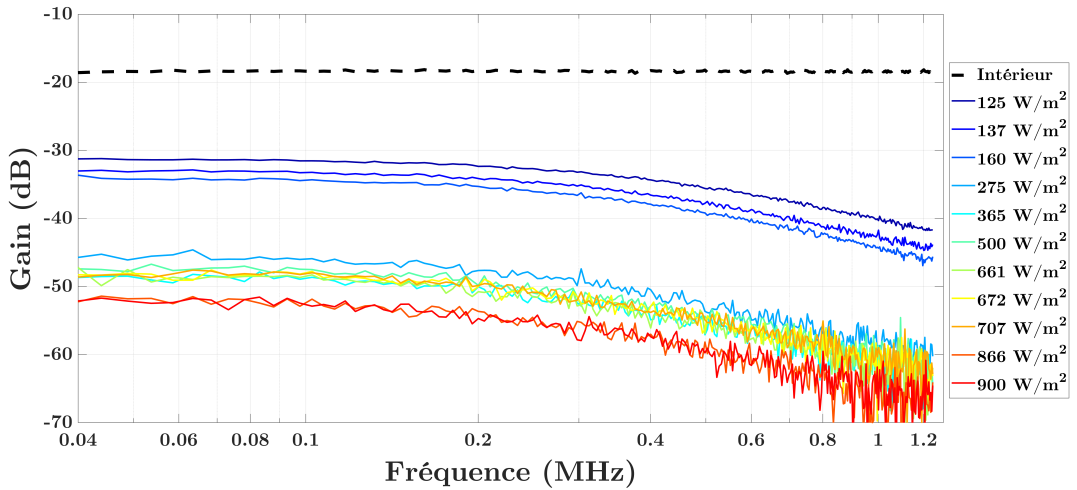


Figure 12.7 – Évolution de la réponse fréquentielle de la photodiode Hamamatsu sous un éclairage solaire additionnel

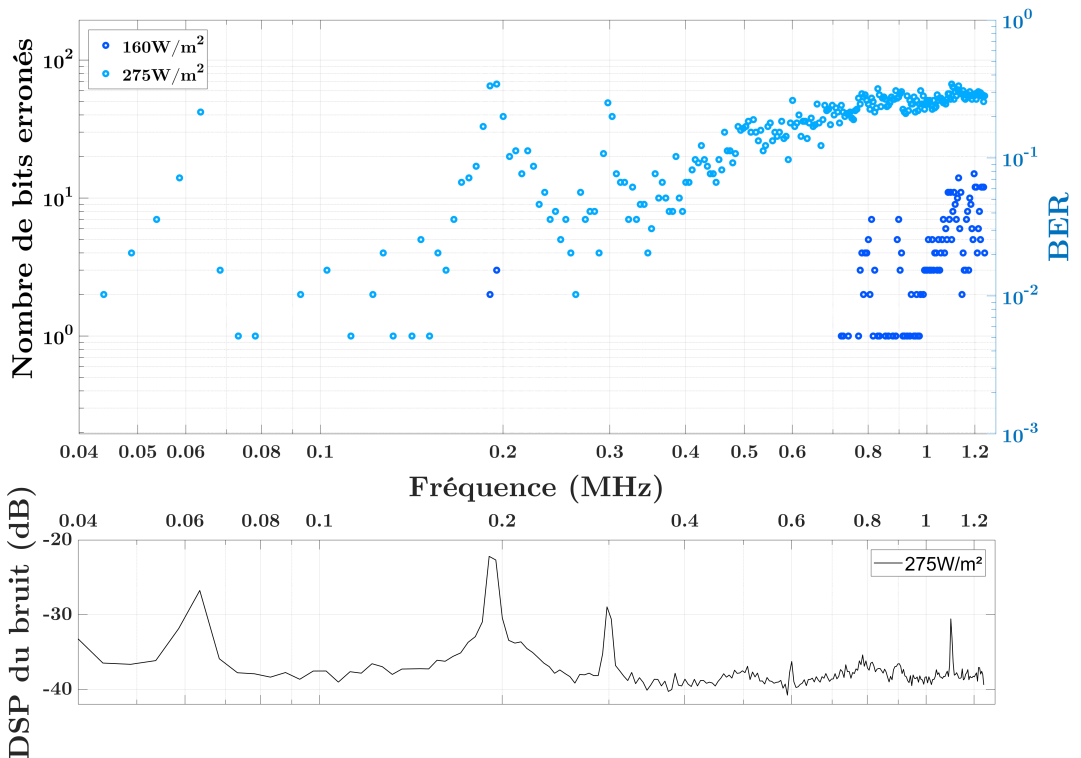


Figure 12.8 – Taux d'erreur de la photodiode Hamamatsu lors d'une communication en cas d'éclairage solaire additionnel

Tandis que la fiche technique de la photodiode Hamamatsu C12702-12 [74] indique une réponse fréquentielle plate de 4 kHz à 40 MHz, le principal effet de l'irradiance solaire est une large diminution de la fréquence de coupure haute évaluée entre 0,2 et 0,4 MHz dès les plus faibles éclairagements solaires.

La figure 12.8 montre une augmentation du taux d'erreur de la communication avec le niveau d'exposition solaire. Les trois pics observés à 60, 200 et 300 kHz sont des perturbations dues aux radiofréquences externes comme le suggère la densité spectrale du bruit affichée en bas de la figure 12.8.

En excluant les pics RF de l'analyse, on peut déterminer que si une communication LiFi peut être reçue par la photodiode sous une exposition de 160 W/m^2 , cette même communication est impossible sous une exposition de 275 W/m^2 car des erreurs apparaissent dès les basses fréquences à $0,1 \text{ MHz}$.

Les tests dans des conditions similaires sont réalisés avec la réception par le module PV. L'évolution de sa réponse fréquentielle en fonction de l'exposition solaire est tracée sur la figure 12.9.

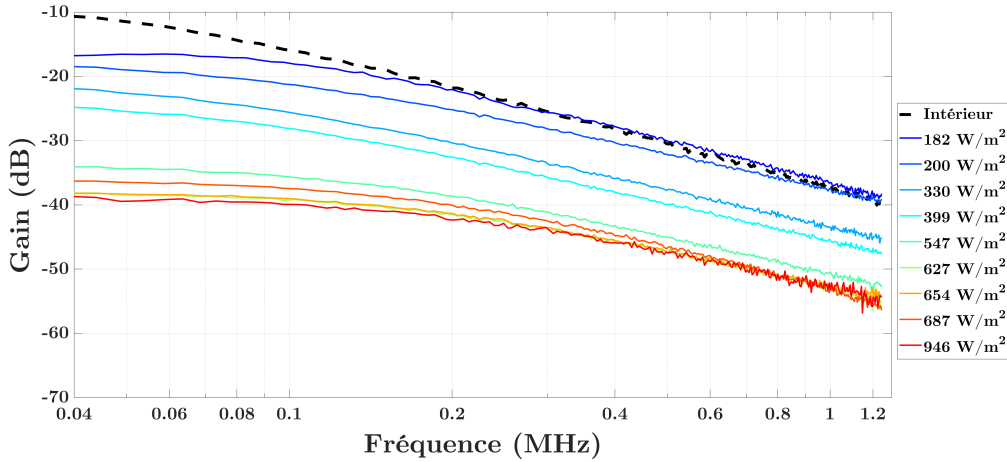


Figure 12.9 – Évolution de la réponse fréquentielle du module PV Solar Frontier sous un éclairage solaire additionnel

On observe une décroissance du gain avec le niveau d'exposition solaire. Ceci est expliqué par l'équation (10.2) qui indique que la résistance R_d est inversement proportionnelle à l'éclairement incident continu I_{ph} . L'évolution du gain en fonction de l'éclairement solaire est tracée sur la figure 12.10 pour une fréquence fixe (200 kHz).

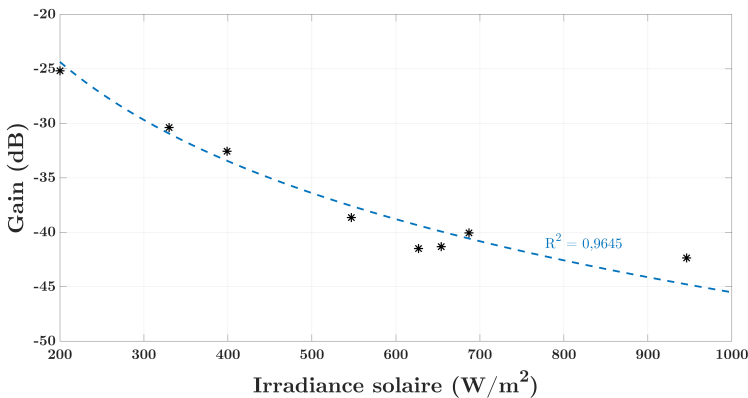


Figure 12.10 – Gain du module PV Solar Frontier à 200 kHz en fonction de l'irradiance solaire

Pour modéliser complètement ce comportement, il est nécessaire de connaître la température de jonction du module pendant la réalisation des mesures car la fréquence de coupure est également dépendante de ce paramètre via V_T . Cependant, ces mesures ont été réalisées sans contrôle ou suivi de la température.

Comme pour la caractérisation de la photodiode, la figure 12.11 représente le taux d'erreur de la réception par le module PV pour deux irradiances solaires.

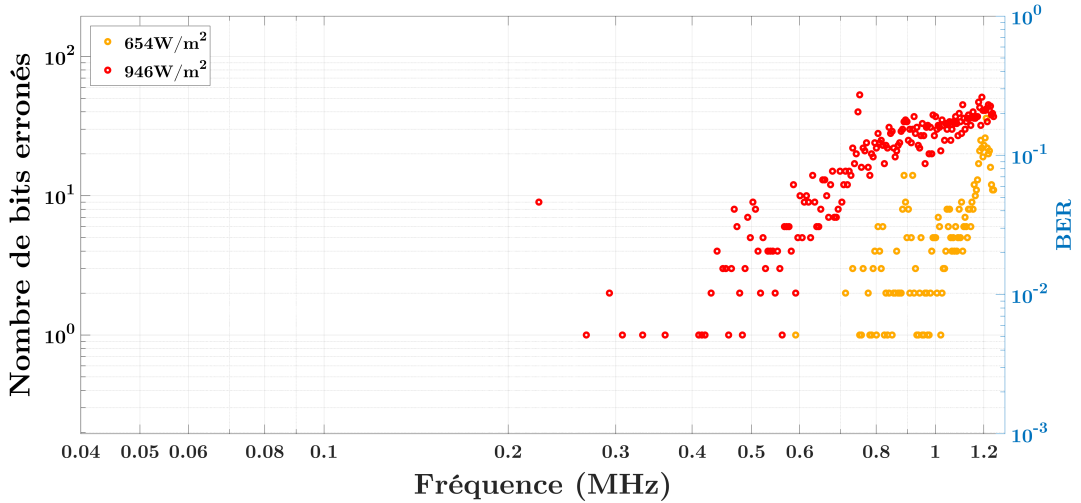


Figure 12.11 – Taux d'erreur du module PV Solar Frontier lors d'une communication en cas d'éclairement solaire additionnel

Ici encore, les points à 230, 750 et 850 kHz indiquent la présence de signaux RF parasites. On observe qu'une communication sans erreur est réalisable jusqu'à environ 400 kHz même sous une irradiance solaire très intense de 946 W/m².

Conclusion sur les capacités des modules PV pour la réception d'une communication LiFi en environnement extérieur

Les performances de la communication LiFi sont impactées par l'éclairement solaire additionnel, que ce soit pour la réception par photodiode ou par le module PV. Pour comparer ces résultats, on définit la « Fréquence Maximale Sans Erreur (FMSE) » comme étant la fréquence de transmission la plus élevée possible pour laquelle aucune erreur n'est observable (hors perturbations RF externes). Ainsi, la figure 12.12 présente les FMSE obtenues pour la photodiode et le module PV sous différentes irradiances solaires (la fin de l'axe des abscisses correspond à l'éclairement solaire maximal à nos latitudes défini par le standard AM1.5).

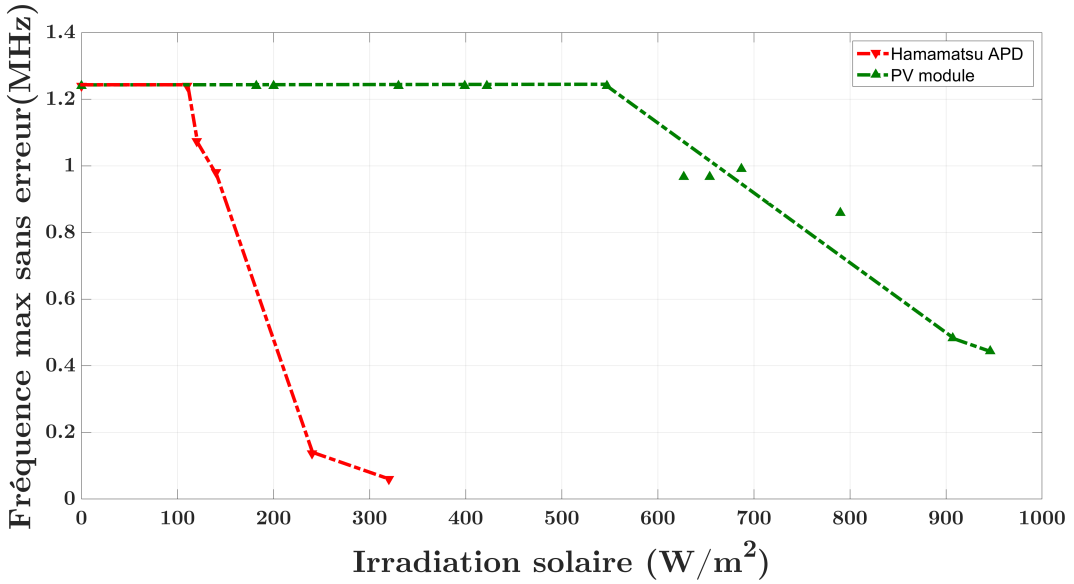


Figure 12.12 – Fréquence maximale sans erreur pour une communication en environnement extérieur

Sur la base des mesures réalisées en intérieur (tableau 12.2), on a fixé la fréquence maximale envoyée pendant le test en extérieur à 1,2 MHz, ce qui correspond à une transmission sans erreur lorsqu'il n'y a pas d'éclairage additionnel.

Cette figure permet de confirmer les meilleures performances de réception en extérieur des modules PV par rapport aux photodiodes à avalanche. En effet, on observe une importante décroissance de l'aptitude de la photodiode à détecter un signal LiFi à partir d'un éclairage extérieur de 200 W/m^2 . Le module PV quant à lui conserve une capacité de réception du signal, même en cas de forts éclairages continus.

Analyse des performances des modules PV ARMOR de technologie organique

13.1 Étude de la relation entre performances de récupération d'énergie et performances LiFi

Nous avons pris contact avec Mr PIC de l'entreprise ARMOR qui avait commencé à analyser les réponses fréquentielles de leurs modules en vue d'une utilisation LiFi. A ce moment, leurs tests consistaient à illuminer le module avec un signal carré d'illumination LED (éclairage de 450 lux). Lorsque la LED s'allume, le module génère de l'énergie, on relève le temps τ de montée à 63 % de l'amplitude maximale de cette énergie. Ce test de réponse indicelle permet d'indiquer le temps nécessaire à la stabilisation du signal après envoi d'un signal dans le cas d'une modulation de type On-Off Keying (cf. section 3.3). Nous pouvons également remonter à la fréquence de coupure en supposant un filtre du premier ordre et ainsi la relation $f_c = \frac{1}{2\pi\tau}$.

Les mesures réalisées à l'IM2NP consistaient, comme pour les cellules Solar Frontier en CIGS, à vérifier que des modules similaires en terme de performances pour la récupération d'énergie, donnent des résultats similaires en communication de données. Pour cela, la société ARMOR nous a fourni 15 modules similaires composés de 9 cellules de technologie organique pour une surface active de $100 \times 52 \text{ mm}^2$ avec les performances reportées dans le tableau 13.1.

Référence du module	Irradiance AM1.5			
	V_{co} (V)	I_{cc} (mA)	$R_{série}$ (Ω)	$R_{//}$ (Ω)
3653	7,31	34,26	44,98	1470,72
3671	7,33	33,93	44,00	1751,85
3677	7,33	34,11	42,83	4261,15
3680	7,30	33,69	45,36	2221,30
3689	7,30	33,34	46,19	2823,50
3704	7,29	33,49	46,76	2774,53
3710	7,28	33,75	47,09	2658,83
3713	7,30	34,10	46,09	5889,33
3716	7,32	34,04	45,50	2818,58
3719	7,30	33,84	45,86	2542,92
3725	7,29	33,72	46,35	2633,32
3728	7,32	33,79	45,49	2630,48
3731	7,31	34,06	45,44	1755,83
3734	7,30	33,82	45,98	2569,06
3737	7,31	33,94	45,86	1478,06

Table 13.1 – Caractéristiques I(V) des 15 modules OPV ARMOR sous illumination AM1.5

Les cellules du fabricant ARMOR sont construites selon une structure OPV inverse comme sur le schéma de la figure 13.1. Ainsi, l'ITO a ici le rôle de cathode, qui va capter les électrons après transit par le ZnO. Le chemin des trous est quand à lui assuré par le PEDOT qui va ensuite les transmettre à un métal possédant une haute fonction de travail comme l'argent.

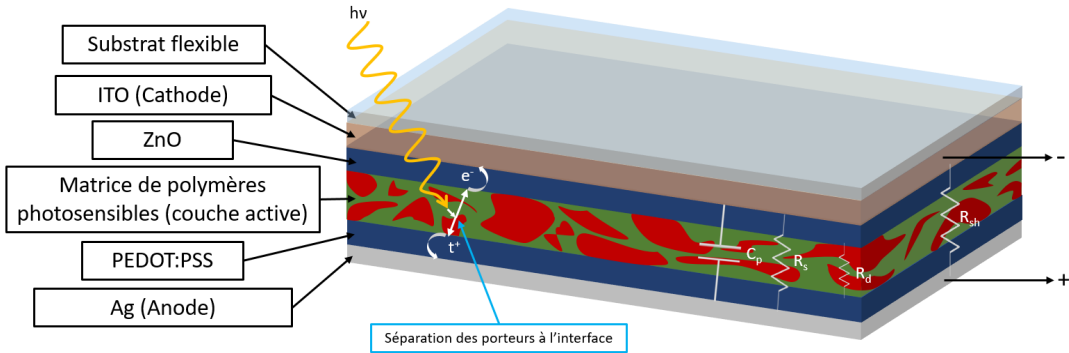


Figure 13.1 – Structure typique d'une cellule OPV inverse avec indication de la provenance des éléments du schéma électrique équivalent

Ainsi on peut modéliser le mouvement des doublets non-liants des systèmes PI-Conjugués (SPIC) puis le déplacement des charges jusqu'aux contacts par un condensateur en parallèle à l'instar de la diffusion des porteurs dans les cellules inorganiques. On retrouve également une résistance série due à la résistance des couches de la cellule. Enfin, la résistance parallèle représente les doublets mis en mouvements qui ne sont jamais séparés à l'interface des deux polymères ainsi que les différentes fuites au sein de la cellule.

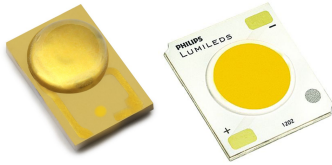
Bien que les phénomènes de génération d'énergie au sein des cellules organiques ne soit pas les mêmes que pour les cellules inorganiques, la modélisation électrique met en évidence une similarité du circuit électrique équivalent, qui sera confirmée dès ce premier test.

Il est important de noter que, dû à la présence du ZnO, cette technologie présente un phénomène transitoire d'activation UV-sensible lors des premières minutes d'exposition au soleil. Ce phénomène, appelé « light-soaking » est expliqué par Manor *et al.* dans [83] comme provenant d'une barrière de potentiel au sein du ZnO. Cette dernière, constituée par des ions oxygène, est située au niveau de l'interface avec la couche active. Ces pièges sont comblés lorsque la lumière UV induit une augmentation de la densité d'électrons dans le ZnO.

On profitera donc de ce test pour observer la variation des performances induite par l'activation des modules. Dans notre cas, cette activation est réalisée en laissant le module 5 minutes sous une illumination AM1.5.

Les tests ont été réalisés tout d'abord sous un fort éclairage de 5600 lux comme avec les échantillons Solar Frontier puis avec un éclairage de 450 lux correspondant à l'illumination standard d'une pièce. Selon l'éclairage choisi, les conditions du banc de test sont définies ci-dessous.

LED faible éclairement ou LED fort éclairement

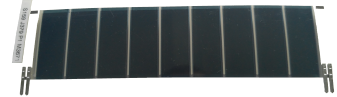


Tension (V) : $2,875 \pm 0,25$
ou
Courant DC (mA) : 200
Tension AC (Vpp) : 2,12

Modulation CP-DCO-OFDM

Sur-échantillonnage : 10
Sous-porteuses utiles : 255
Intervalle de garde : 1
Constellation : QPSK
Nb symboles différents : 1
Nb symboles reçus : 9750
Fréquence maximale (kHz) :
124,5 ou 1245,1

Modules OPV ARMOR



Distance E/R (cm) : 12 ou 22
Éclairement (lux) : 450 ± 34
ou
Éclairement (lux) : 5600 ± 1770

Caractérisation à 5600 lux (LED fort éclairement)

La caractérisation à 5600 lux de chacun des 15 modules avant et après activation est donnée sous la forme de leurs réponses fréquentielles (figure 13.2), leurs SNR (figure 13.3) et leurs taux d'erreurs (figure 13.4).

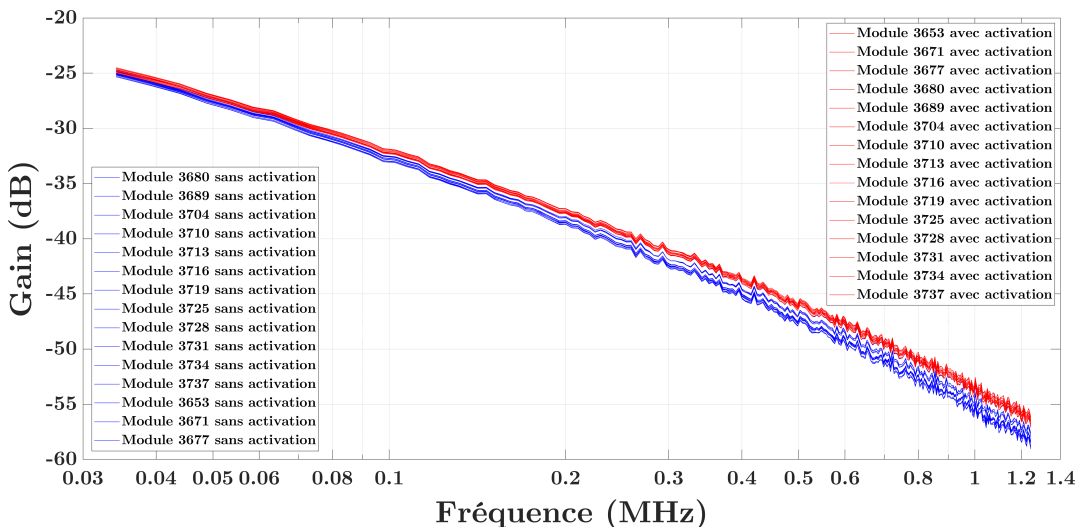


Figure 13.2 – Réponse fréquentielle mesurée sous 5600 lux pour 15 modules ARMOR identiques avant et après activation

Tous ces modules présentent des réponses fréquentielles très similaires. À l'image de leurs performances pour la récupération d'énergie, ces modules sont également équivalents pour leurs performances fréquentielles.

De plus, on observe une légère amélioration de la réponse fréquentielle après l'activation des modules. Les pentes des modules sont reportées dans le tableau 13.2.

Référence du module	Sans activation			Avec activation		
	Gain à 0,1 MHz (dB)	Gain à 1 MHz (dB)	Pente (dB/dec)	Gain à 0,1 MHz (dB)	Gain à 1 MHz (dB)	Pente (dB/dec)
3653	-32,62	-54,17	-21,55	-31,99	-52,66	-20,67
3671	-32,57	-54,10	-21,53	-32,00	-52,55	-20,55
3677	-32,60	-53,90	-21,30	-32,28	-53,11	-20,83
3680	-32,29	-53,40	-21,11	-32,38	-53,22	-20,84
3689	-32,65	-54,01	-21,36	-32,24	-53,21	-20,97
3704	-33,06	-54,75	-21,69	-32,33	-53,17	-20,84
3710	-33,13	-55,08	-21,95	-32,16	-52,79	-20,63
3713	-33,02	-55,17	-22,15	-32,06	-52,75	-20,69
3716	-32,87	-54,71	-21,84	-32,28	-53,28	-21,00
3719	-32,88	-54,90	-22,02	-32,28	-53,28	-21,00
3725	-32,80	-54,72	-21,92	-32,07	-52,84	-20,77
3728	-33,06	-55,28	-22,22	-32,16	-53,10	-20,94
3731	-32,76	-54,81	-22,05	-32,32	-53,03	-20,71
3734	-32,90	-54,82	-21,92	-32,14	-52,91	-20,77
3737	-32,79	-54,74	-21,95	-31,94	-52,58	-20,64
	Pente moyenne (dB/dec)		-21,77	Pente moyenne (dB/dec)		-20,79

Table 13.2 – Mesure de la décroissance de la réponse fréquentielle des modules sous illumination de 5600 lux

En se plaçant par exemple à 1 MHz, on remarque que tous les modules ont vu leurs performances améliorées après l'activation (gain moyen de 1,6 dB).

Enfin, on observe que la décroissance du gain en fonction de la fréquence correspond à un filtre passe-bas d'ordre 1 (-20 dB/dec) comme sur les schémas électriques équivalents des cellules inorganiques. Cela nous permet, en première approche, de supposer que même si les phénomènes intervenant au sein d'une cellule organique sont totalement différents de ceux ayant lieu dans des couches PV inorganiques, on peut modéliser leurs comportements par des schémas électriques équivalents similaires.

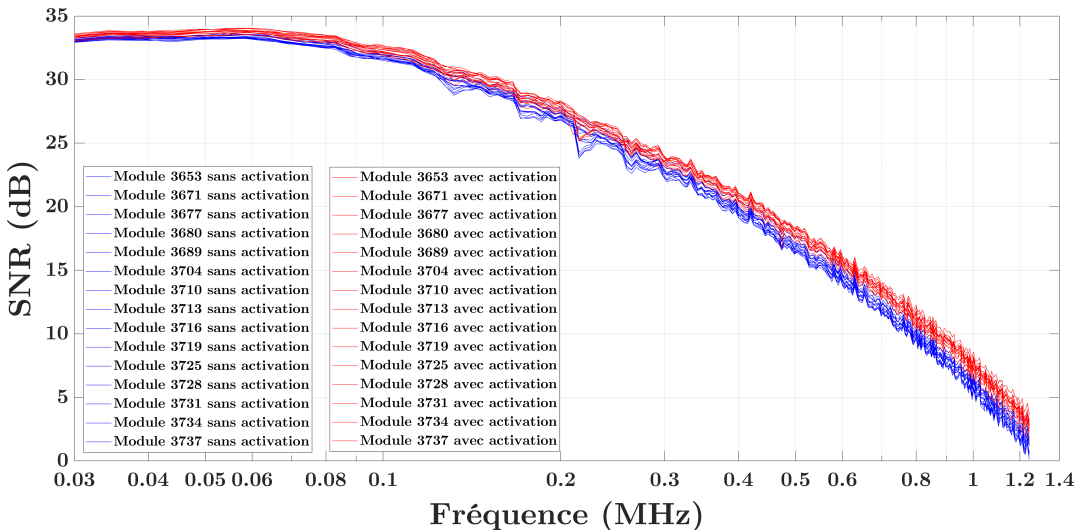


Figure 13.3 – SNR mesuré sous 5600 lux pour 15 modules ARMOR identiques avant et après activation

La figure 13.3 représente le rapport signal sur bruit des transmissions. On observe qu'à haute fréquence, le SNR suit parfaitement les variations de la réponse fréquentielle. En revanche un palier à basse fréquence apparaît ici, indiquant l'atteinte de la fréquence de coupure basse du biasT.

Remarque : on rappelle que sur les courbes de réponses fréquentielles, le palier en basse fréquence dû au biasT est corrigé par la calibration du banc.

Enfin, la figure 13.4 indique les erreurs de transmission pour chaque fréquence durant toute la communication.

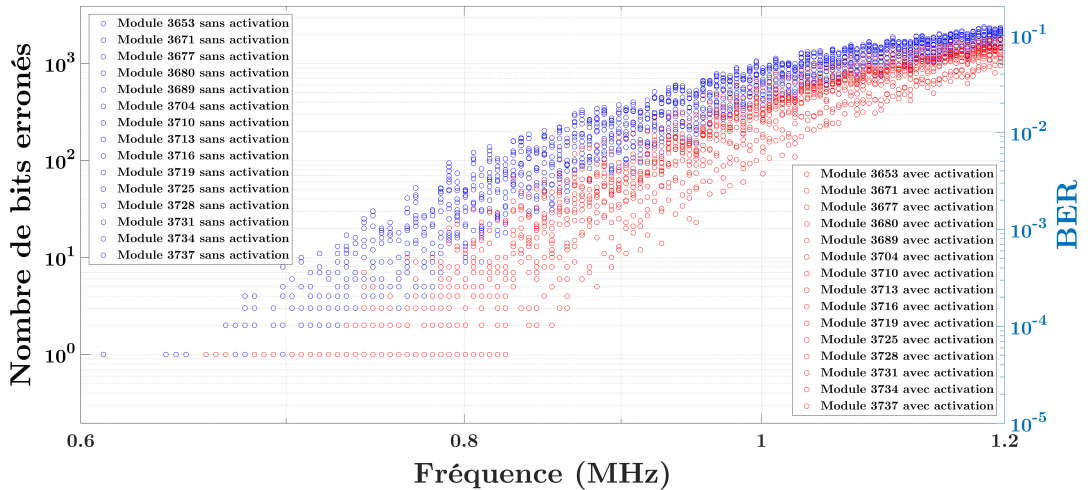


Figure 13.4 – Taux d’erreur mesuré sous 5600 lux pour 15 modules ARMOR identiques avant et après activation

L’échelle des abscisses de la figure 13.4 a été restreinte aux fréquences les plus hautes de la modulation car les fréquences plus basses ne présentent aucune erreur de transmission. Cette dernière est donc effectuée avec une erreur inférieure à la limite de détection. Ce graphique comporte également une double échelle sur les ordonnées. Celle de gauche représente le nombre de bits erronés à la réception de la communication tandis que celle de droite donne le taux d’erreur binaire (BER) par fréquence défini dans l’équation (6.16).

Par comparaison entre les figures 13.3 et 13.4, on retrouve bien un taux d’erreur de 10^{-3} pour un SNR de 10 dB tel qu’indiqué dans la section 6.4.3 lors de la présentation des critères de performances.

Au final et en moyenne, ces modules sous un éclairage de 5600 lux peuvent communiquer jusqu’à une fréquence de 0,78 MHz sans activation et 0,825 MHz après activation. Ceci correspond respectivement à des débits compris entre 0,78 à 1,56 Mbps sans activation et 0,825 à 1,65 Mbps avec activation selon la durée de l’intervalle de garde et en conservant notre constellation à quatre points.

On peut optimiser la durée de l’intervalle de garde par observation de la réponse impulsionnelle. Dès que le régime permanent est rétabli, le symbole suivant peut être envoyé. Les réponses impulsionnelles des modules sont très similaires et peuvent être représentées par la figure 13.5.

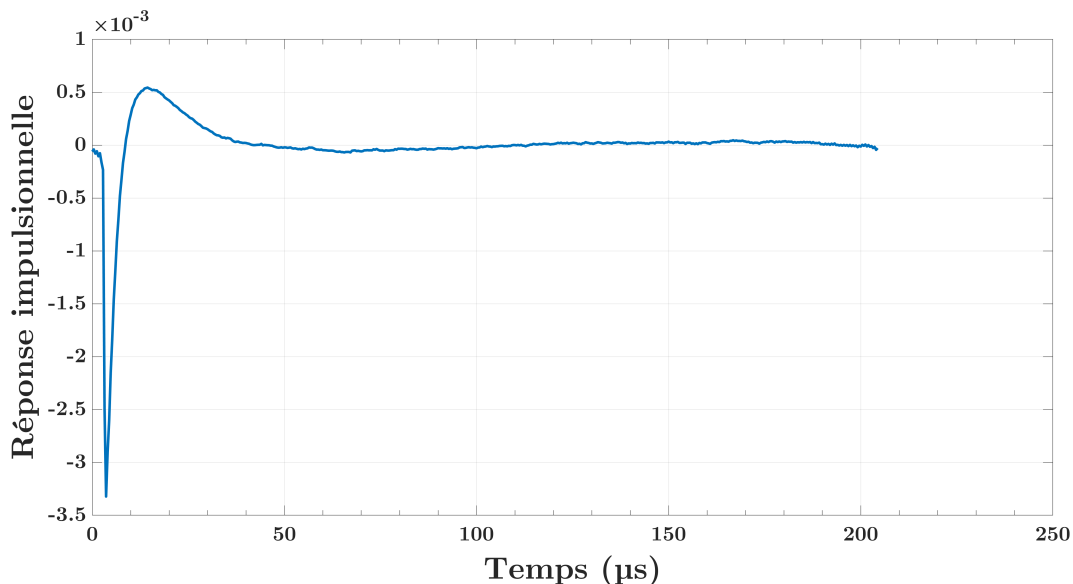


Figure 13.5 – Réponse impulsionnelle du module ARMOR 3677 après activation pour une communication sous éclairement de 5600 lux et pour un intervalle de garde d’une durée de 204,4 μs

La figure 13.5 montre le régime transitoire du module après la transmission d’un symbole, ce dernier décrit un signal pseudo-périodique (sin_c) rapidement atténué. Ce phénomène avait été évoqué dans la sous-section 6.2.3 et provient de la gamme fréquentielle de la mesure qui ne contient pas le gain statique (cf. figure 13.2). Ainsi, notre estimation de la taille de l’intervalle peut être surestimée. On considère la différence de potentiel comme nulle et stable à partir de 50 microsecondes. Ceci correspond à un intervalle de garde optimal d’un quart de la durée d’un symbole.

On peut donc définir une valeur optimale de débits de 1,17 Mbps (sans activation) et 1,24 Mbps (avec activation) pour un intervalle de garde de $1/4$. Cependant le taux d’éclairément de 5600 lux utilisé n’est pas représentatif des conditions standard d’utilisation du LiFi dans une pièce.

Remarque : Ce débit provoquant un taux d’erreur de 10^{-3} , un code de correction d’erreur approprié réduira d’environ 7% ce débit. On arrive ainsi à un débit de 1,09 Mbps sans activation et 1,15 Mbps avec activation.

De plus, cette caractérisation à 5600 lux est réalisée avec la LED fort éclairément et nécessite donc l’utilisation du biasT pour cumuler la polarisation de la LED avec son signal AC comportant les données. En revanche, l’utilisation de cet appareil place une limite basse de caractérisation fréquentielle qui nous empêche d’observer la fréquence de coupure des modules. Ainsi, on va effectuer les mêmes mesures avec un éclairément plus faible de 450 lux comme au cours des premières mesures présentées dans ce manuscrit. Ces conditions seront conservées dans tous les tests qui vont suivre, exceptée une caractérisation de la deuxième série de modules ARMOR en fin de ce chapitre, section 13.2 pour des raisons d’homogénéité d’éclairément sur des modules PV de grandes surfaces.

Caractérisation à 450 lux (LED faible éclairement)

Avec la LED faible éclairement utilisée lors de ces tests, on observe la fréquence de coupure de la figure 13.6.

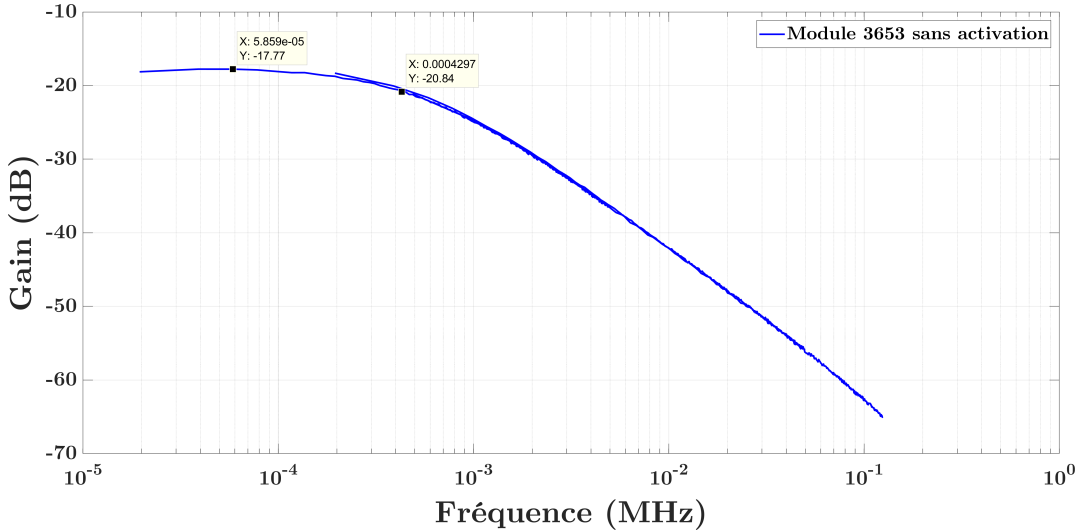


Figure 13.6 – Fréquence de coupure du module ARMOR 3653 sans activation pour une communication sous éclairement de 450 lux (sans BiasT)

On détermine à partir de la figure 13.6 la fréquence de coupure (à -3 dB) du module 3653 sous une illumination de 450 lux :

$$f_c = 430Hz$$

Comme pour la caractérisation à fort éclairement, on donne ici les mesures de réponses fréquentielles (figure 13.7), du SNR (figure 13.9) et du taux d'erreur (figure 13.10) avant et après activation.

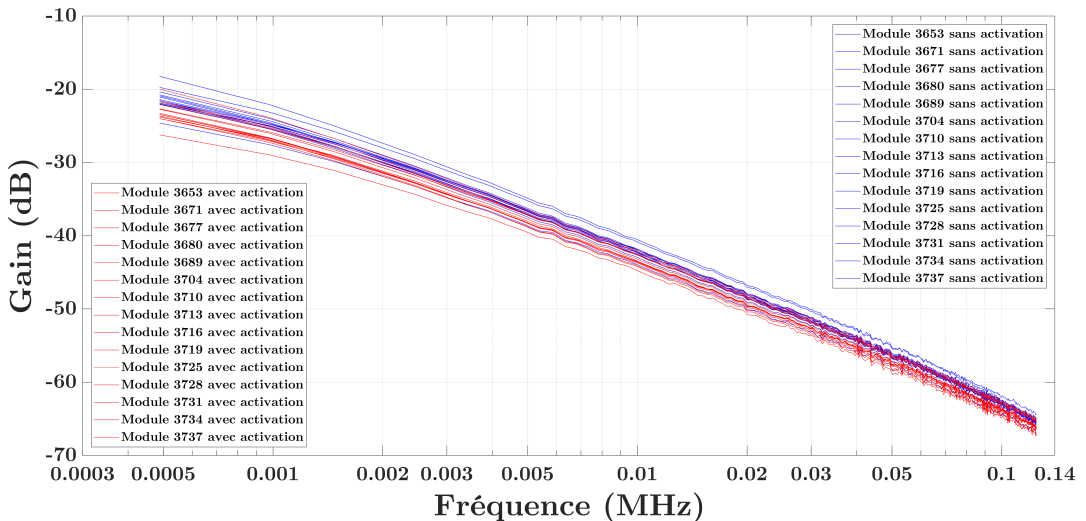


Figure 13.7 – Réponse fréquentielle mesurée sous 450 lux pour 15 modules ARMOR identiques avant et après activation

Remarque : Le module 3671 retrouve ici les mêmes valeurs de gain que dans la courbe 11.1 des premières mesures de ce manuscrit car nous sommes dans les mêmes conditions.

On observe une grande similarité des réponses fréquentielles pour tous les modules, comme pour la caractérisation à fort éclairage. Cependant, en comparant les réponses fréquentielles à fort et faible éclairage sur la figure 13.8, on observe une diminution du gain de l'ordre de 30 dB lorsque l'éclairage passe de 5600 lux à 450 lux.

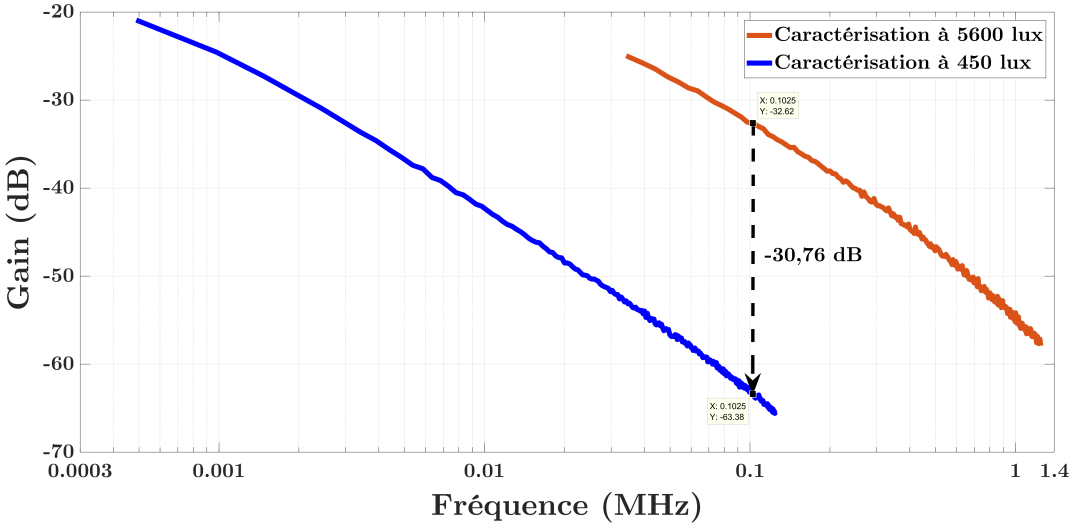


Figure 13.8 – Comparaison de la réponse fréquentielle du module ARMOR 3653 sans activation sous un éclairage de 5600 lux (modulation de ± 1770 lux) et sous un éclairage de 450 lux (modulation de ± 34 lux)

En replaçant ces valeurs sur une échelle linéaire, on obtient une atténuation du signal de 97%. On peut comparer cette valeur à la différence de modulation lumineuse incidente, passant de ± 1770 lux lors de l'éclairage à 5600 lux à ± 34 lux lors de l'éclairage à 450 lux soit une atténuation de 98%. Ainsi, l'atténuation du signal lumineux incident se reporte linéairement sur l'atténuation du signal électrique en sortie du module PV.

On note également sur la figure 13.7 avec le faible éclairage que l'activation semble avoir un léger effet négatif sur la réponse fréquentielle contrairement à la caractérisation à 5600 lux. Les pentes des modules sont reportées dans le tableau 13.3.

Référence du module	Sans activation			Avec activation		
	Gain à 10 kHz (dB)	Gain à 0,1 MHz (dB)	Pente (dB/dec)	Gain à 10 kHz (dB)	Gain à 0,1 MHz (dB)	Pente (dB/dec)
3653	-42,54	-63,12	-20,58	-43,94	-64,05	-20,11
3671	-42,44	-62,99	-20,55	-43,71	-63,63	-19,92
3677	-41,12	-61,98	-20,86	-42,47	-62,73	-20,26
3680	-43,94	-64,04	-20,10	-42,79	-62,86	-20,07
3689	-42,84	-63,25	-20,41	-44,48	-64,41	-19,93
3704	-42,41	-62,82	-20,41	-43,46	-63,45	-19,99
3710	-43,23	-63,76	-20,53	-43,84	-63,80	-19,96
3713	-42,17	-62,79	-20,62	-42,84	-62,97	-20,13
3716	-44,19	-64,61	-20,42	-45,02	-64,83	-19,81
3719	-42,03	-62,50	-20,47	-42,87	-63,03	-20,16
3725	-40,77	-62,60	-21,83	-42,22	-62,73	-20,51
3728	-42,21	-62,95	-20,74	-43,81	-63,74	-19,93
3731	-42,61	-63,02	-20,41	-43,80	-63,92	-20,12
3734	-42,78	-63,25	-20,47	-44,36	-64,35	-19,99
3737	-42,73	-63,28	-20,55	-43,78	-63,66	-19,88
	Pente moyenne (dB/dec)		-20,60	Pente moyenne (dB/dec)		-20,05

Table 13.3 – Mesure de la décroissance de la réponse fréquentielle des modules sous illumination de 450 lux

En se plaçant par exemple à 0,1 MHz, on remarque que les performances sont réduites après activation (perte moyenne de 0,5 dB). On retrouve également la pente typique d'un filtre passe-bas d'ordre 1 comme dans la caractérisation à 5600 lux.

La figure 13.9 représente le rapport signal sur bruit de ces transmissions.

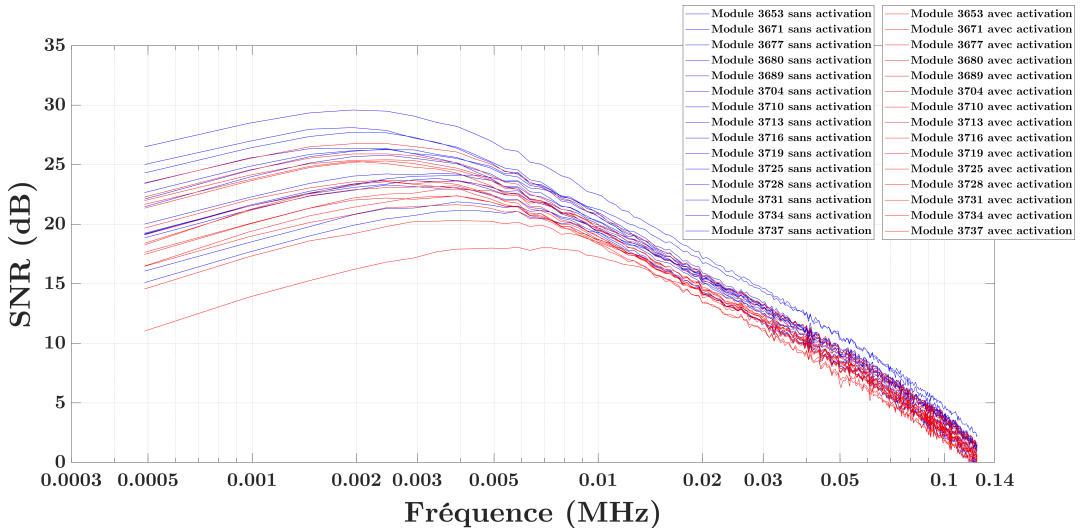


Figure 13.9 – SNR mesuré sous 450 lux pour 15 modules ARMOR identiques avant et après activation

A basse fréquence, la variation du bruit de scintillation des modules impacte grandement le SNR de la figure 13.9. Cependant, à partir de 10 kHz, le bruit est équivalent pour tous les modules et on

retrouve les variations des performances dues à la réponse fréquentielle. Le taux d'erreur final est reporté sur la figure 13.10.

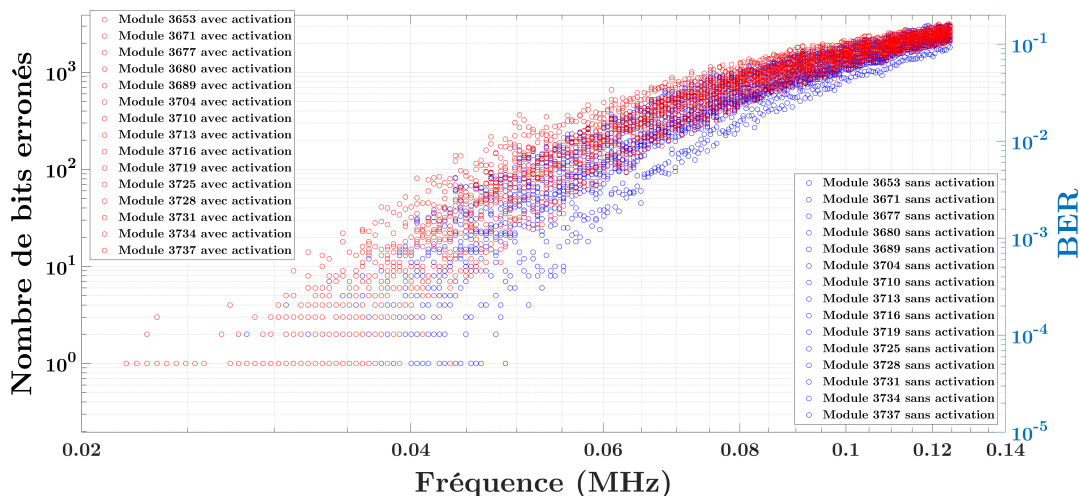


Figure 13.10 – Taux d'erreur mesuré sous 450 lux pour 15 modules ARMOR identiques avant et après activation

En prenant la limite d'un taux d'erreur de 10^{-3} , on peut considérer en moyenne que, sous un éclairage de 450 lux, ces modules peuvent communiquer jusqu'à des fréquences de 48 kHz sans activation et 40 kHz après activation. Comme pour la caractérisation à fort éclairage, le débit peut être optimisé avec la taille de l'intervalle de garde. Ainsi, la figure 13.11 représente la réponse impulsionnelle d'un module pris en exemple car les résultats sont homogènes sur l'ensemble des modules.

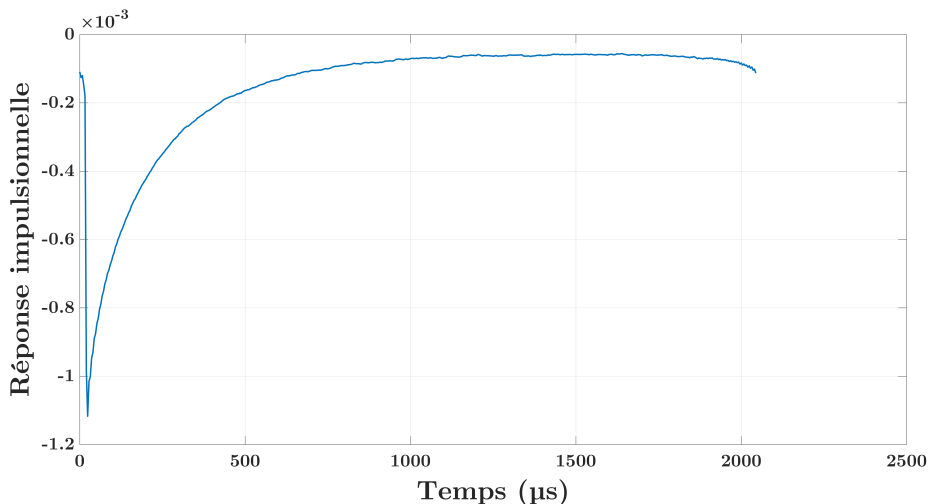


Figure 13.11 – Réponse impulsionnelle du module ARMOR 3677 après activation pour une communication sous éclairage de 450 lux et pour un intervalle de garde d'une durée de 2,044 ms

La figure 13.11 montre que le régime transitoire du module est simplement défini par une exponentielle décroissante contrairement à la caractérisation à fort éclairage. Cela est dû à la caractérisation des modules plus proche de la fréquence de coupure et donc du régime à gain stationnaire.

Ainsi, on note un temps de stabilisation de 1 ms sous 450 lux et de 50 μ s sous 5600 lux, soit une augmentation du temps d'un facteur 20.

On doit donc choisir un intervalle de garde de la moitié de la durée d'un symbole. Ceci induit des valeurs optimales de débits de 72 kbps sans activation des modules et de 60 kbps avec activation.

Remarque : Ces débits sont respectivement portés à 67 et 56 kbps en incluant l'influence du code de correction d'erreur nécessaire (-7%).

Les conditions expérimentales réalisées sous un éclairage de 450 lux étant plus représentatives des conditions réelles d'utilisation, on peut en déduire que ce type de module doit viser des applications de communications à bas-débit comme sur de nombreux appareils de l'IoT.

13.2 Influence de la surface et de la configuration des modules PV sur les performances fréquentielles

Durant la dernière année de thèse, nous avons lancé une deuxième campagne de mesures avec des modules ARMOR. Cette fois-ci, l'objectif de cette campagne est de déterminer expérimentalement l'impact du nombre de cellules et de leur surface indépendamment. Pour cela, nous avons pu obtenir les modules listés dans le tableau 13.4. Avec un procédé roll-to-roll tel que celui d'ARMOR, le nombre de bandes imprimé sur le module détermine son nombre de cellules. Ici, nous avons deux rouleaux de largeur 9 et 20 bandes soit des modules de 9 ou 20 cellules. Le procédé étant continu, on peut couper le ruban à la longueur souhaitée, ce qui détermine la surface des cellules. Dans le cas de nos échantillons, on aura des longueurs de coupe de 3, 5, 15 et 30 cm pour les modules de 9 cellules et de 5, 15 et 30 cm pour les modules de 20 cellules.


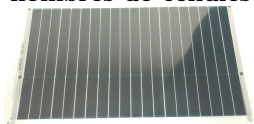
Nombre de cellules	Surface (cm ²)	Référence du module	Irradiance LED 450 lux				Irradiance LED 950 lux			
			V _{co} (V)	I _{cc} (mA)	R _{série} (Ω)	R _{//} (Ω)	V _{co} (V)	I _{cc} (mA)	R _{série} (Ω)	R _{//} (Ω)
9	32,4	S159 M4007	5,47	0,147	4396	90 119	5,72	0,277	2341	126 463
		S159 M4010	5,45	0,143	4974	104 372	5,71	0,277	2917	139 689
		S159 M4013	5,19	0,153	7549	90 504	5,51	0,228	4585	78 425
		S173 M2501	5,55	0,113	11 360	216 214	5,79	0,237	13 415	188 158
		S173 M2504	5,43	0,102	13 396	322 159	5,75	0,231	17 522	190 297
		S173 M2507	5,41	0,126	6573	216 327	5,75	0,252	2868	268 715
		S176 M1737	5,39	0,144	7872	128 887	5,67	0,269	4610	94 006
		S159 M3930	4,77	0,213	3139	70 565	5,01	0,435	1541	57 311
		S176 M1580	5,35	0,225	7488	73 561	5,63	0,427	4602	52 458
		S159 M3940	5,29	0,498	1419	38 550	5,65	1,271	563	22 900
		S159 M3990	5,33	0,496	1351	26 440	5,65	1,282	520	26 687
		S176 M1590	5,43	0,482	2195	68 966	5,77	1,261	1360	27 822
S176 M1610	5,39	0,513	1217	71 876	5,75	1,316	612	31,321		
S159 M3890					5,59	2,412	319	9087		
S159 M4050					5,59	2,434	306	11 770		
S176 M1630	324				5,19	2,618	241	16126		
S176 M1700					5,71	2,517	347	10 670		
S186 M5060	120				12,33	0,433	4767	223 857		
S186 M5070					12,43	0,431	4489	369 031		
S186 M5020	360				12,13	1,225	1410	138 929		
S186 M5040					12,63	1,232	1363	91 534		
S186 M4960	720				12,68	2,348	713	52 999		
S186 M4990					12,33	2,351	830	48 713		

**La surface d'éclairement
homogène de la LED faible
éclairage à cette distance
n'a pas une taille suffisante
pour éclairer entièrement ces
modules**

Table 13.4 – Caractéristiques I(V) sous illumination 450 lux et 950 lux des modules OPV ARMOR de 9 cellules en 3 cm, 5 cm, 15 cm, 30 cm et 20 cellules en 5 cm, 15 cm, 30 cm

Les conditions du banc de tests sont définies ci-dessous. Nous mesurons tout d'abord les caractéristiques de ces modules sous un éclairage de 450 lux. Cependant, ces mesures sont réalisées avec la LED faible éclairage placée à une distance de 12 cm et nous sommes donc limités, de par la taille du spot d'éclairage, à des échantillons de 15 x 15 cm (40% d'inhomogénéité). La largeur du ruban de 20 cellules dépassant 15 cm, nous sommes forcés d'utiliser la LED fort éclairage à plus longue distance pour augmenter la taille du spot d'éclairage et ainsi mesurer leurs performances. Cela nous permet d'obtenir seulement 7% d'inhomogénéité sur l'éclairage des modules de plus grandes dimensions.

De plus, nous avons mesuré les caractéristiques $I(V)$ des modules sous les deux éclairage LED que nous avons utilisés pour ces tests (cf. tableau 13.4).

LED faible éclairage ou LED fort éclairage	Modulation CP-DCO-OFDM	Modules OPV ARMOR de différentes surfaces et nombres de cellules
	Sur-échantillonnage : 10 Sous-porteuses utiles : 255 Intervalle de garde : 1 Constellation : QPSK Nb symboles différents : 1 Nb symboles reçus : 975 Fréquence maximale (kHz) : 49,81 ou 498,1 1245,1	
Tension (V) : $2,875 \pm 0,25$ ou Courant DC (mA) : 200 Tension AC (Vpp) : 2,12		Distance E/R (cm) : 12 ou 59 Éclairage (lux) : 450 ± 34 ou Éclairage (lux) : 950 ± 302

Caractérisation à 450 lux (LED faible éclairage)

Avec la LED faible éclairage, on peut donc caractériser les modules de 9 cellules de surface 32, 54 et 162 cm². Ces modules sont de longueur 3 cm, 5 cm et 15 cm, ainsi on profite de cette campagne pour observer l'impact de la taille des cellules.

Les réponses fréquentielles des modules de cette campagne sont reportées sur la figure 13.12.

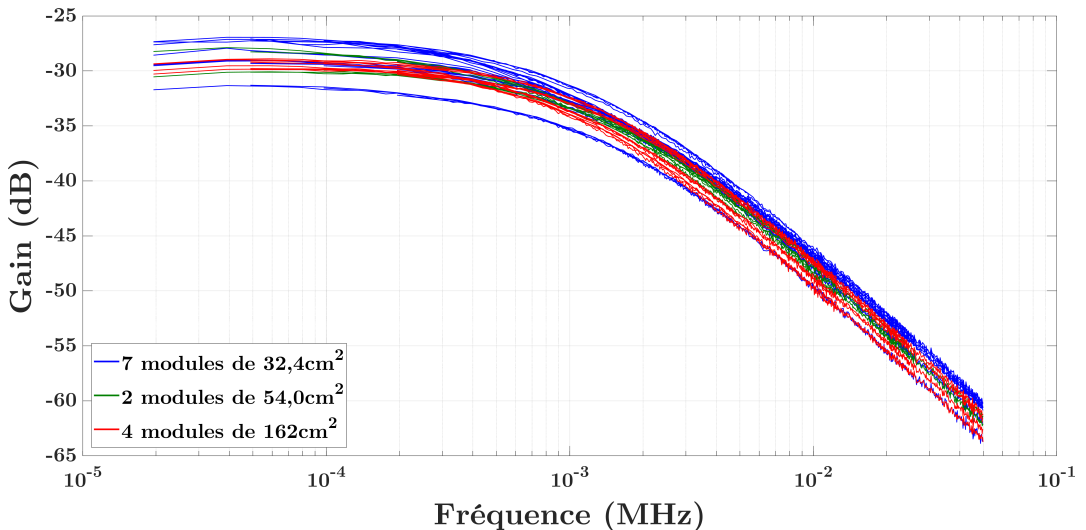


Figure 13.12 – Réponse fréquentielle des modules OPV ARMOR 9 cellules de 3, 5 et 15 cm

Dans ce chapitre, toutes les caractérisations sont effectuées au point de polarisation V_{co} et on

sait que l'augmentation de la surface des cellules a une influence uniquement sur le courant généré. La figure 13.12 permet d'observer une fréquence de coupure qui est identique pour tous les modules de 9 cellules. Cependant on observe que dans la majeure partie des cas, les modules composés de grandes cellules ont un gain statique légèrement plus faible alors que le V_{co} est indépendant de la surface.

Le rapport signal sur bruit de cette caractérisation est donné sur la figure 13.13.

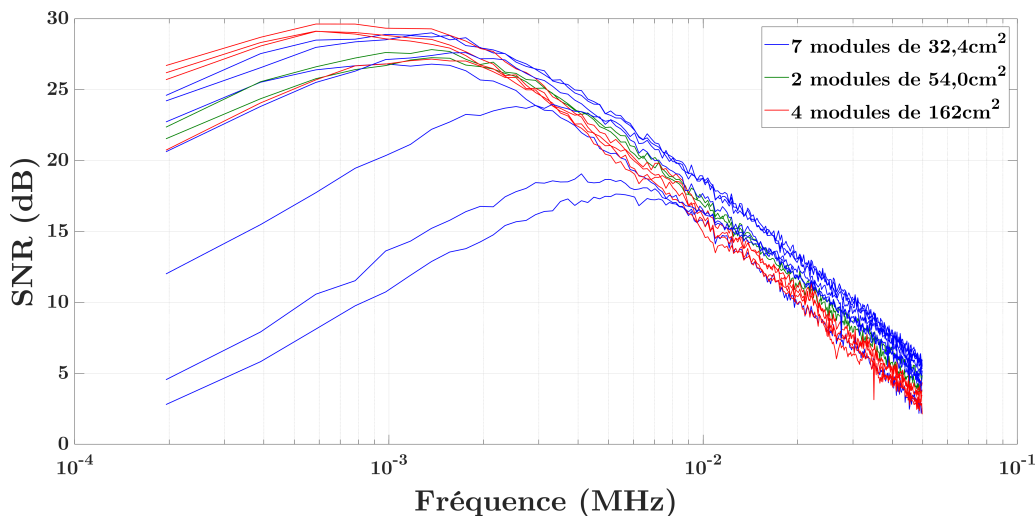


Figure 13.13 – SNR des modules OPV ARMOR 9 cellules de 3, 5 et 15 cm

Trois modules se distinguent par un bruit de scintillement plus important que les autres. Ce phénomène sort du cadre de notre expertise, cependant il ne s'agit pas d'une erreur de caractérisation étant donné la bonne répétabilité et reproductibilité de ces résultats.

La figure 13.13 permet d'observer que les modules composés de cellules de grandes tailles ont un SNR légèrement plus faible. Ceci provient uniquement de la différence de réponse fréquentielle observée sur la figure 13.12. La densité spectrale de bruit restant très similaire pour tous ces modules.

Enfin, les taux d'erreurs de ces communications sont reportés sur la figure 13.14 (zoom sur les plus hautes fréquences).

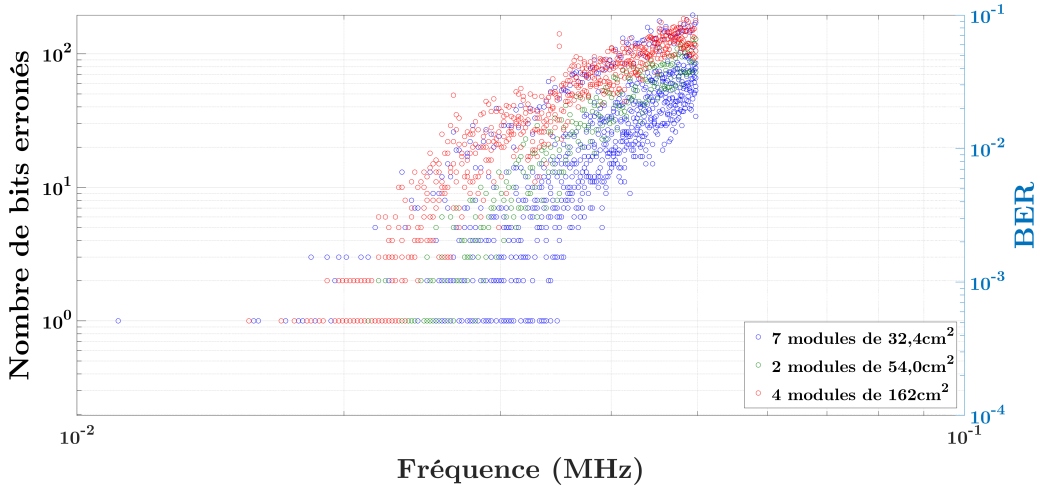


Figure 13.14 – BER des modules OPV ARMOR 9 cellules de 3, 5 et 15 cm

Au final, la figure 13.14 permet de confirmer la légère amélioration des performances de réception LiFi pour les modules composés de cellules de petites dimensions. En effet, les fréquences moyennes pour atteindre un BER de 10^{-3} sont :

- Modules de $32,4 \text{ cm}^2$ (cellules de $1,2 \times 3 \text{ cm}^2$) : 24,6 kHz
- Modules de $54,0 \text{ cm}^2$ (cellules de $1,2 \times 5 \text{ cm}^2$) : 22,1 kHz
- Modules de 162 cm^2 (cellules de $1,2 \times 15 \text{ cm}^2$) : 20,0 kHz

En plus de cette caractérisation, la liste des modules donnée sur le tableau 13.4 permet de déterminer l'impact du nombre de cellules, ce qui devrait être un facteur important dans le cas d'une caractérisation au point de polarisation V_{co} . Les modules de 20 cellules étant trop larges pour la zone d'éclairage homogène de la LED faible éclairage. Pour mesurer l'impact du nombre de cellules, il est nécessaire d'utiliser la LED fort éclairage en augmentant la distance E/R. Pour alimenter cette LED, nous avons besoin d'utiliser le biasT dont la coupure basse nous impose de travailler à des fréquences supérieures à 40 kHz. Ainsi, on augmente l'éclairage à 950 lux pour améliorer le SNR de la communication.

Caractérisation à 950 lux (LED fort éclairage)

Les réponses fréquentielles obtenues sont reportées sur la figure 13.15.

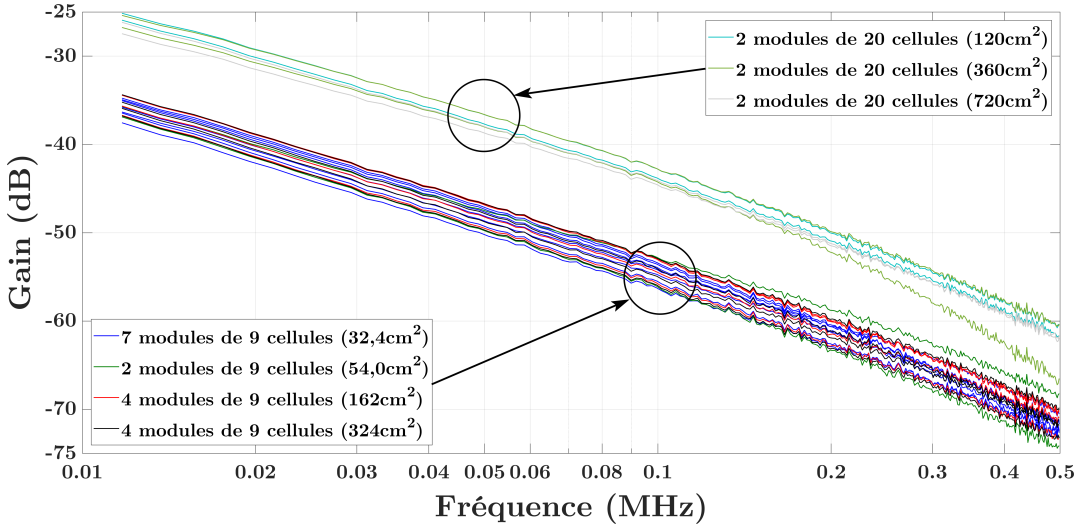


Figure 13.15 – Réponses fréquentielles des modules OPV ARMOR du tableau 13.4 sous 950 lux

Les modules de 20 cellules présentent tous des réponses fréquentielles plus élevées que ceux de 9 cellules, dû à une augmentation du gain à basse fréquence. En effet, l'augmentation du nombre de cellules se reporte directement sur la tension de circuit ouvert du module. Une plus grande plage de variation du V_{co} induit ainsi une variation ΔV_{co} (ou gain) plus importante en fonction de l'éclairement. Pour démontrer ce phénomène, on mesure les caractéristiques $I(V)$ d'un module de 9 cellules et d'un module de 20 cellules sous 3 éclaircissements : l'éclairement dû à la polarisation de la LED (950 lux), celui avec la polarisation de la LED et l'extrémum négatif de la modulation ($950 - 302 = 648$ lux) et enfin celui avec la polarisation de la LED et l'extrémum positif de la modulation ($950 + 302 = 1252$ lux). Ces mesures sont reportées sur la figure 13.16.

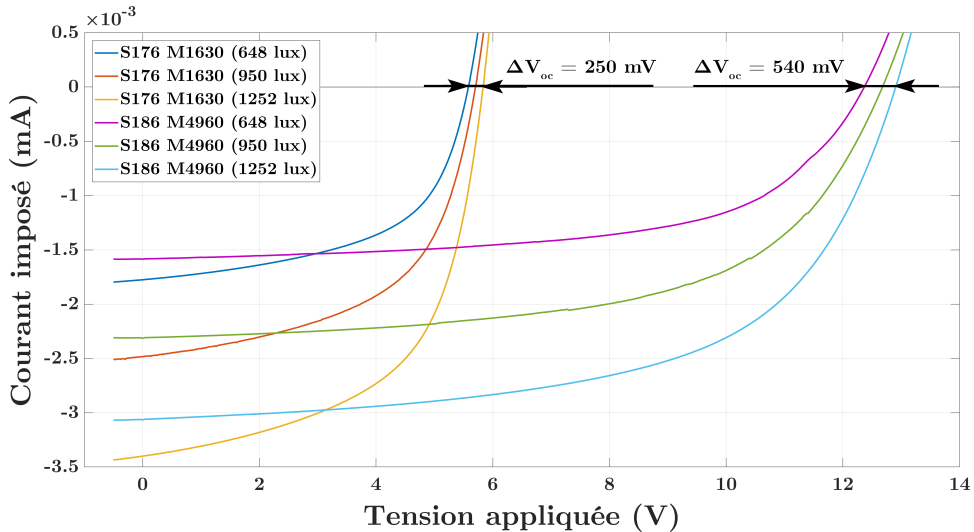


Figure 13.16 – Comparaison des caractéristiques $I(V)$ des modules de 9 et 20 cellules sous 950 lux avec une modulation lumineuse maximale de ± 302 lux

On remarque que la modulation d'intensité lumineuse appliquée pour le signal LiFi correspond à une variation de tension ΔV_{co} de 250 mV pour le module de 9 cellules et de 540 mV pour celui de 20 cellules, ce qui induit un gain à basse fréquence plus de deux fois plus important pour ce

dernier. En rapportant la variation ΔV_{co} au nombre de cellules composant le module, on détermine $\Delta V_{co} = 27,8mV \times \text{nb cellules}$ pour le module de 9 cellules et $\Delta V_{co} = 27,0mV \times \text{nb cellules}$ pour le module de 20 cellules. En première approche, on peut donc supposer une augmentation linéaire de la réponse fréquentielle des modules avec le nombre de cellules les composant.

Remarque 1 : Comparées à la caractérisation à 450 lux, ces mesures sous 950 lux ne présentent pas la même tendance à la diminution du gain pour des modules comportant des cellules de plus grandes surfaces.

Remarque 2 : La caractérisation du module de 20 cellules et de surface 360 cm^2 référencé S186 M5040 fournissant des résultats aberrants, il est exclu du reste de l'analyse.

Le bruit et le SNR de ces communications sont donnés sur les figures 13.17 et 13.18.

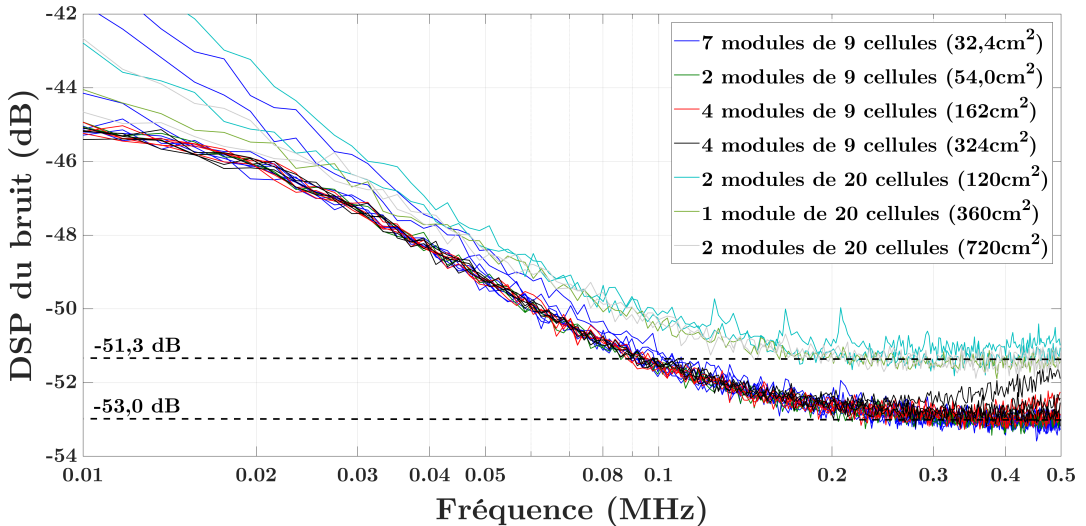


Figure 13.17 – Bruit des modules OPV ARMOR du tableau 13.4 sous 950 lux

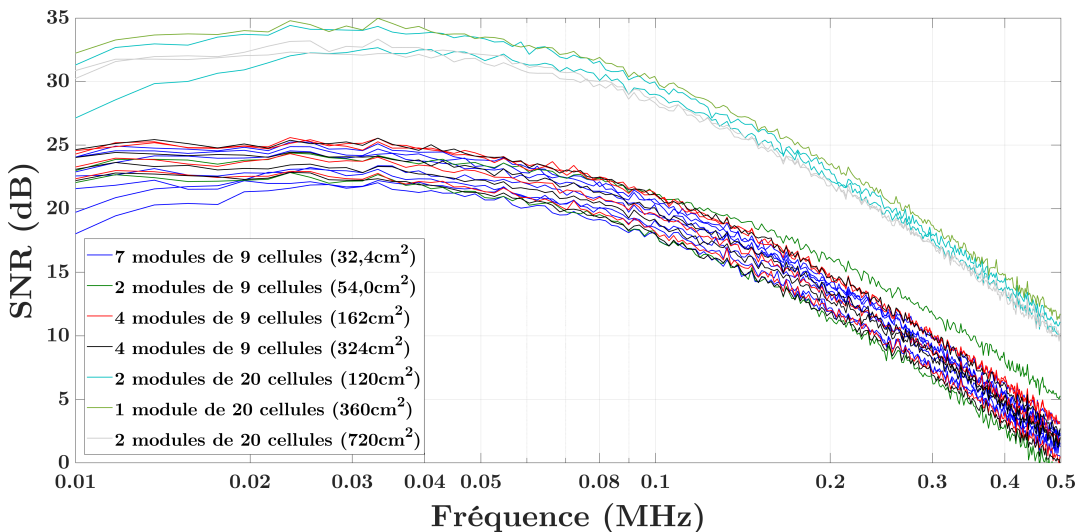


Figure 13.18 – SNR des modules OPV ARMOR du tableau 13.4 sous 950 lux

La figure 13.17 montre une augmentation du bruit de 1,5 à 2 dB pour les modules de 20 cellules

par rapport à ceux de 9 cellules. Cependant, le SNR est amélioré de 8 dB pour les modules de 20 cellules par rapport à ceux de 9 cellules grâce à une réponse fréquentielle plus élevée de 10 dB. En résumé, même si l'augmentation du nombre de cellules accroît légèrement le bruit de la mesure, cette perte de performance est contrebalancée par la forte élévation de la réponse fréquentielle et ces mesures démontrent qu'il est préférable de sélectionner des modules composés de nombreuses cellules pour réceptionner une communication LiFi haut débit.

Le taux d'erreur final de la communication réalisée avec les différents modules est affiché sur la figure 13.19.

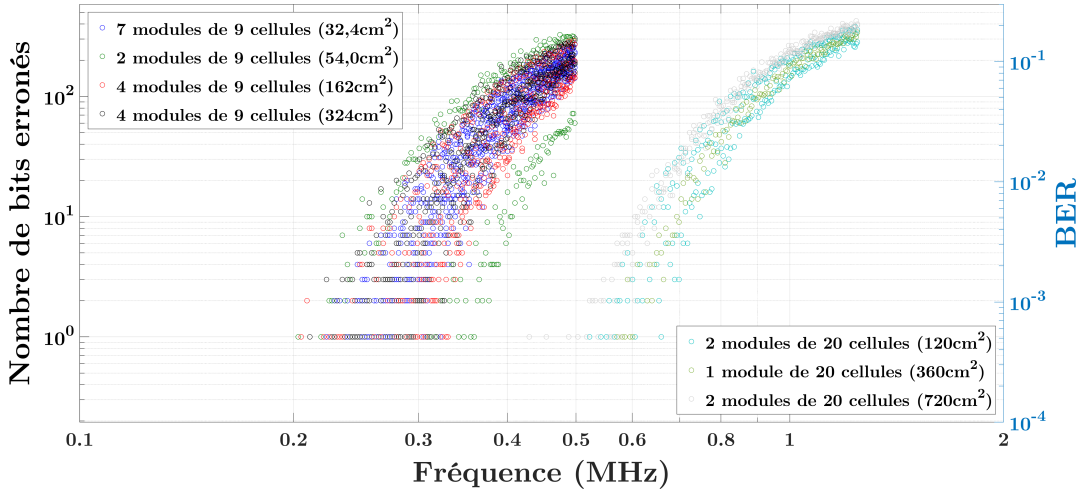


Figure 13.19 – Taux d'erreur des modules OPV ARMOR du tableau 13.4 sous 950 lux

La limite de taux d'erreur de 10^{-3} est atteinte pour une fréquence de 0,28 MHz en moyenne dans le cas des modules de 9 cellules et pour 0,6 MHz en moyenne pour les modules de 20 cellules. On retient donc une augmentation de la fréquence de transmission d'un facteur deux lorsque le module est composé de deux fois plus de cellules. En revanche, la surface de ces cellules n'a pas de réel impact sur les performances LiFi du module. Pour déterminer la différence de débit de communication, il est nécessaire d'accorder la taille de l'intervalle de garde avec le temps de retour à l'équilibre du régime impulsionnel. Pour plus de visibilité, la figure 13.20 représente les réponses impulsionnelles de deux modules (un de 9 cellules et un de 20 cellules) représentatifs de la population totale.

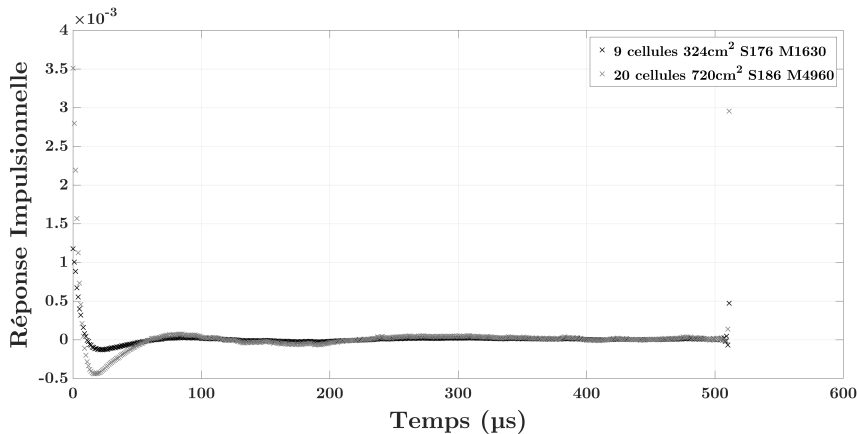


Figure 13.20 – Réponse impulsionnelle de deux modules OPV ARMOR sous 950 lux et pour un intervalle de garde d'une durée de 511 μ s

On remarque que les deux modules sont caractérisés trop loin de leur bande passante pour voir la décroissance exponentielle de la réponse impulsionnelle.

On considère un intervalle de garde optimal de $1/8$ de la durée d'un symbole pour le module de 9 cellules, soit $64 \mu\text{s}$ et $1/4$ pour le module de 20 cellules, soit $128 \mu\text{s}$. Cette différence peut être simplement due à la caractérisation du module de 20 cellules plus loin de sa fréquence de coupure que celui de 9 cellules, ce qui induirait une fréquence de coupure plus élevée pour ces derniers. Ou bien la différence de potentiel ΔV_{co} plus importante pour le module de 20 cellules qui provoque un dépassement plus intense et plus long à atténuer. Cependant, la présence du biasT nous empêche de caractériser à plus basse fréquence pour valider nos hypothèses.

Au final, toutes ces informations permettent de définir des débits de 525 kbps pour les modules de 9 cellules et 1,05 Mbps pour ceux de 20 cellules sous un éclairage de 950 lux.

Conclusion sur l'influence de la surface et de la configuration des modules sur les performances LiFi

Dans cette section, nous avons déterminé les performances de réception LiFi des modules ARMOR listés dans le tableau 13.4 sous un éclairage de 450 lux et 950 lux. La caractérisation à 450 lux est effectuée uniquement pour une partie des modules de 9 cellules et nous indique des fréquences maximales de réception de l'ordre de 20 kHz soit un débit compris entre 20 et 40 kbps selon l'intervalle de garde. Nous avons également pu noter une très légère diminution des performances avec l'augmentation de la taille des cellules. La caractérisation à 950 lux concerne tous les modules listés, les résultats de ces tests démontrent des débits optimaux de 525 kbps pour les modules de 9 cellules et 1,05 Mbps pour ceux de 20 cellules. On peut tout d'abord noter une augmentation des débits maximaux de réception LiFi lorsqu'on élève l'éclairage et la modulation lumineuse. De plus, comme explicité par la figure 13.16, l'augmentation du nombre de cellules induit un accroissement du gain statique et la réponse fréquentielle est donc améliorée (translation verticale sur la figure 13.15). Cet accroissement du nombre de cellules provoque en parallèle une légère augmentation du bruit de la mesure mais celle-ci est bien inférieure à l'amélioration de la réponse fréquentielle.

Au final, on retient donc une forte amélioration des performances de réception LiFi lorsque les modules PV sont composés de nombreuses cellules en série. Cependant, la taille de ces cellules a un impact minime sur cette réception. Le choix de cellules de petites surfaces permet tout de même une légère amélioration du débit maximal atteignable.

13.3 Influence d'un éclairage additionnel LED sur la réponse fréquentielle

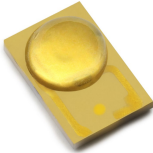
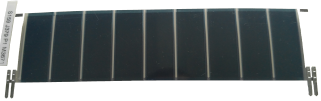
Après avoir étudié l'influence de la surface des modules ARMOR sur la qualité de la communication LiFi, nous avons abordé deux contraintes liées aux conditions d'utilisation des modules PV comme récepteur pour une communication en intérieur :

- l'influence d'un éclairage additionnel artificiel,
- l'influence de l'ombrage des modules.

Dans cette section, nous allons nous intéresser à ce premier phénomène. A plusieurs reprises dans les chapitres précédents, on change la polarisation lumineuse de la LED (450, 950 et 5600 lux) et l'amplitude de sa modulation (respectivement ± 34 , 302 et 1770 lux). Lorsque l'on augmente l'amplitude de la modulation, nous avons vu que cela induit une plus grande variation ΔV_{co} de la tension aux bornes de la cellule ou du module PV (cf. figure 13.16), ce qui se traduit par un accroissement du gain à basse fréquence et donc du SNR. Cela se répercute donc à terme sur un meilleur débit de communication.

Cependant, nous n'avons pas étudié l'impact de la polarisation DC de la LED. En effet, cette polarisation va modifier la structure interne des cellules en diminuant l'épaisseur de la ZCE et en augmentant le champ électrique donc la vitesse des porteurs de charges par exemple.

Pour ces mesures, la LED faible éclairément sert à envoyer le signal de modulation LiFi tandis que la LED fort éclairément, alimentée en continu, rajoute une composante d'éclairément DC sans changer la modulation du signal. Les conditions de test sont décrits ci-dessous. Dans notre cas, la modulation lumineuse du signal LiFi est de ± 34 lux tandis que la polarisation lumineuse est de 450 lux, composante continue de la LED qui envoie le signal, plus la polarisation de la LED rajoutée (0, 450, 1500, 3000 et 5500 lux). De plus, au cours de cette série de mesures, nous avons introduit la possibilité de se placer au point de fonctionnement I_{cc} en plus de la caractérisation à V_{co} .

LED faible éclairément	Modulation CP-DCO-OFDM	Modules OPV ARMOR 3671 (cf. tableau 13.1)
	Sur-échantillonnage : 10 Sous-porteuses utiles : 255 Intervalle de garde : 1 Constellation : QPSK Nb symboles différents : 1 Nb symboles reçus : 975 Fréquence maximale (kHz) : 12,45 (V_{co}) 124,5 (I_{cc})	 Distance E/R (cm) : 12 Éclairément (lux) : 450 ± 34
Tension (V) : $2,875 \pm 0,25$		

L'évolution de la réponse fréquentielle du module en fonction de la polarisation lumineuse DC ajoutée est représentée sur la figure 13.21.

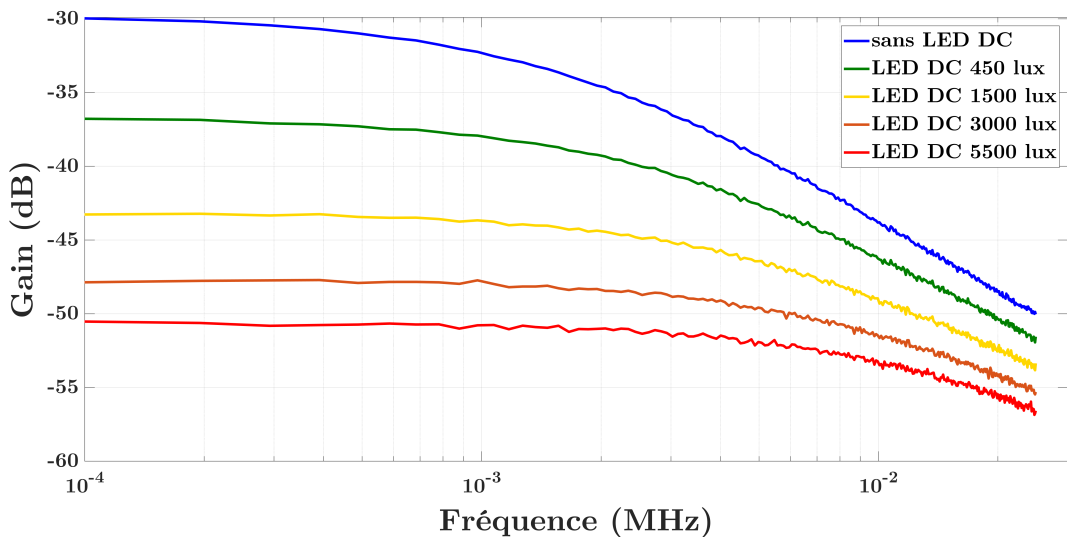


Figure 13.21 – Évolution de la réponse fréquentielle du module ARMOR 3671 (configuration V_{co}) en fonction d'une polarisation lumineuse (éclairage de 450 lux)

Tandis que la polarisation lumineuse augmente, on observe une importante diminution du gain statique ainsi qu'une augmentation linéaire de la fréquence de coupure (voir figure 13.22), toutes deux expliquées par l'abaissement de la résistance dynamique R_d .

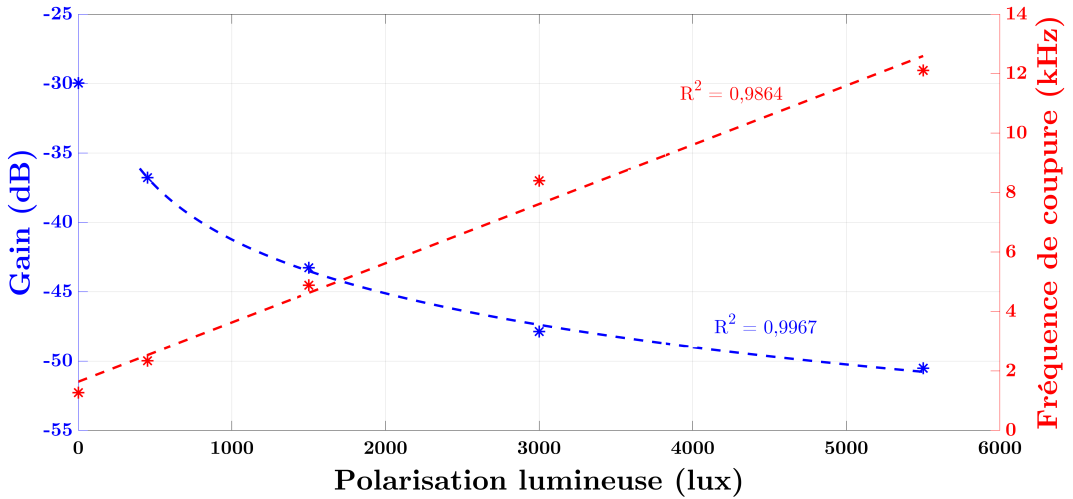


Figure 13.22 – Évolution de la réponse fréquentielle à 0,1 kHz et de la fréquence de coupure du module ARMOR 3671 (configuration V_{co}) en fonction de la polarisation lumineuse

Les SNR correspondant à ces communications sont sur la figure 13.23.

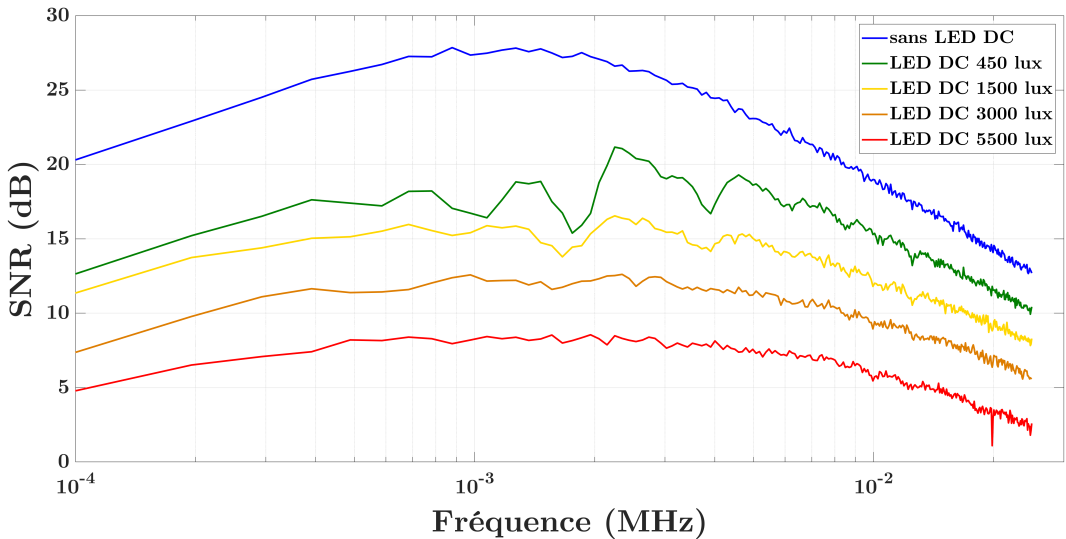


Figure 13.23 – Évolution du SNR du module ARMOR 3671 (configuration V_{co}) en fonction de la polarisation lumineuse (éclairage de 450 lux)

Excepté les quelques pics de radiofréquences externes surtout présents sur la mesure à 450 lux ajoutés, on observe une bonne correspondance avec les mesures de réponses fréquentielles ce qui induit un bruit stable pendant l'expérience. En relevant la fréquence maximale pour laquelle le SNR est inférieur à 10 dB, on observe une diminution des performances du module PV avec l'augmentation de la polarisation lumineuse.

Le produit $C_p R_p$ limitant les performances du module lors d'une réception en configuration de circuit ouvert, on va placer un amplificateur de transimpédance en sortie du module pour court-circuiter ses bornes grâce à la très faible différence de potentiel entre les entrées d'un amplificateur opérationnel (AOP). De ce fait, l'impact de la résistance parallèle R_p et du condensateur C_p est

diminué, ce qui augmente la fréquence de coupure du système. La modélisation du fonctionnement d'une cellule PV placée en condition de court-circuit est définie dans la section 10.3 dans laquelle on démontre que les résultats dépendent fortement de la résistance série R_s , qui va définir la qualité du court-circuit imposé.

Pour la réalisation de ces mesures, on place l'amplificateur de transimpédance 570 de Stanford Research Systems entre les contacts du module et l'oscilloscope. Ce dernier est réglé pour permettre un niveau de tension optimal en sortie (le plus haut sans saturation) ainsi qu'une fréquence de coupure de 1 MHz.

Les mesures d'influence de la polarisation lumineuse en court-circuit sont réalisées sous les mêmes conditions que les précédentes en circuit ouvert. L'évolution de la réponse fréquentielle est affichée sur la figure 13.24.

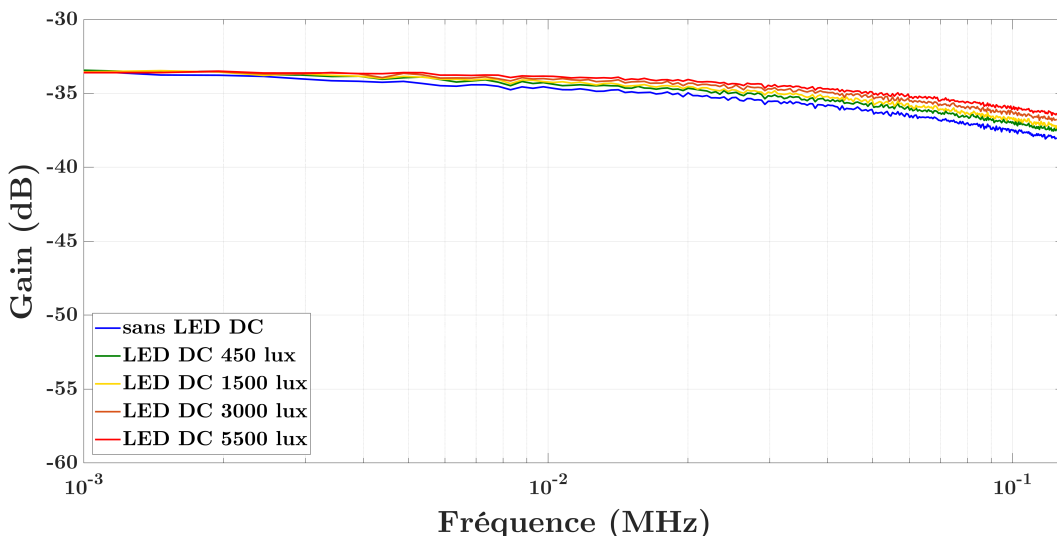


Figure 13.24 – Évolution de la réponse fréquentielle du module ARMOR 3671 (configuration I_{cc}) en fonction de la polarisation lumineuse (éclairage de 450 lux)

En comparant ces mesures avec celles de la figure 13.21, on observe tout d'abord une constance du gain statique tel qu'escompté dans la modélisation section 10.3 car elle est simplement liée à la valeur de R_F .

Une légère augmentation de la fréquence de coupure avec l'accroissement de l'éclairage continu est également observable. Ceci peut être expliqué grâce à la diminution de la résistance série R_s avec l'augmentation de l'éclairage, comme cela peut être observé dans le tableau 13.5 et la figure 13.25.

Éclairage LED DC (lux)	V_{co} (V)	I_{cc} (mA)	FF (%)	$R_{série}$ (Ω)	$R_{//}$ (Ω)
0	4,75	0,139	45,7	9400	159564
450	5,11	0,276	47,8	4565	89878
1500	5,29	0,433	49,8	2772	70590
3000	5,61	0,961	51,8	1366	60009
5500	5,77	1,52	54,7	764,2	41416

Table 13.5 – Évolution des caractéristiques I(V) du module ARMOR 3671 en fonction du niveau d'éclairage LED

Remarque : Le niveau d'éclairage à 450 lux de la LED AC est à rajouter aux valeurs indiquées dans le tableau 13.5.

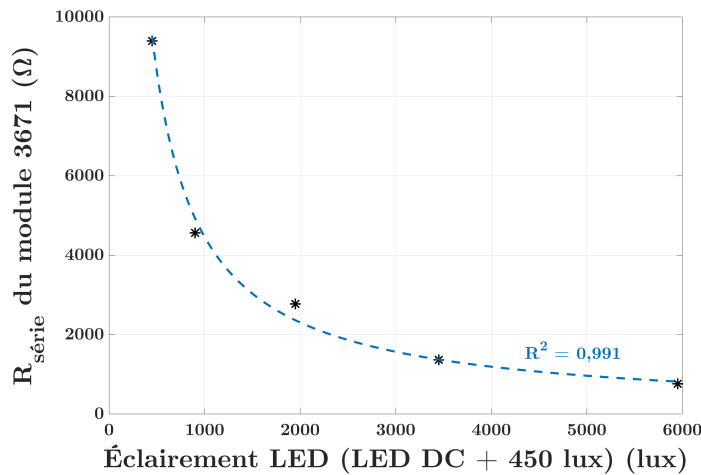


Figure 13.25 – Évolution de la résistance série du module ARMOR 3671 en fonction de la polarisation lumineuse

Les mesures de SNR pour ces communications sont données sur la figure 13.26.

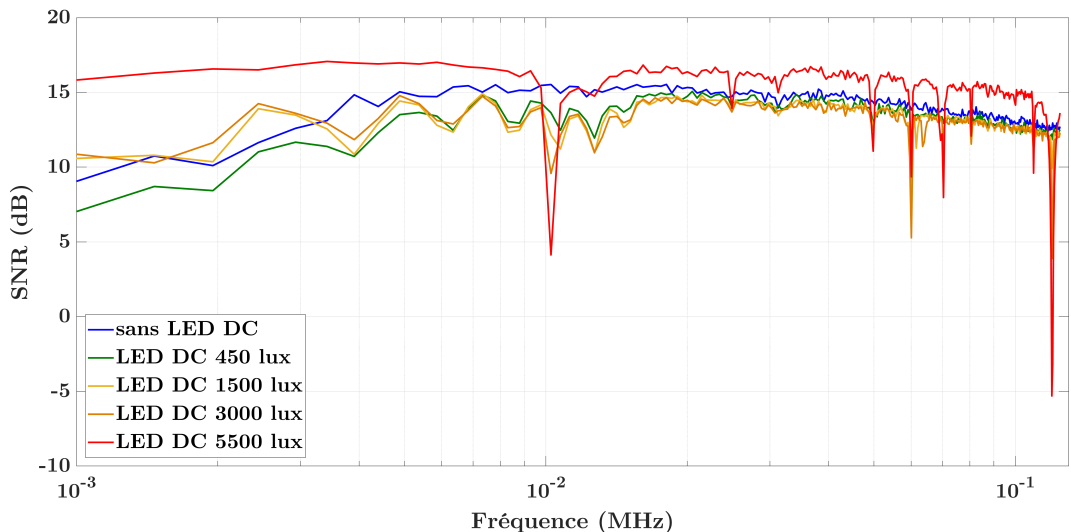


Figure 13.26 – Évolution du SNR du module ARMOR 3671 (configuration I_{cc}) en fonction de la polarisation lumineuse (éclairage de 450 lux)

On remarque la présence de pics de radiofréquences sur la figure 13.26. Ceci est lié au préamplificateur utilisé dont l'entrée est une fiche coaxial bifilaire. Ainsi, l'un des contacts du module est connecté avec la tresse conductrice et ceci amplifie les pics dûs aux radiofréquences externes (cf. sous-section 8.2.2).

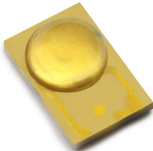
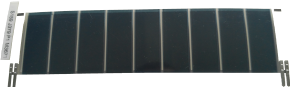
Mis à part pour les résultats avec une polarisation de 5500 lux qui sont améliorés grâce à un renouvellement du blindage du banc, on ne peut distinguer clairement l'amélioration du SNR avec la polarisation. De nouveaux tests devront être effectués en améliorant la résistance aux radiofréquences externes.

13.4 Influence de l'ombrage

Une des différences fondamentales entre la réception par une photodiode et celle par un module PV réside dans la surface du récepteur. Si l'on peut supposer que la surface de réception bien plus importante doit conférer un avantage certain dans l'acceptance angulaire de la réception, il nous a paru essentiel d'étudier l'influence de l'ombrage du dispositif PV sur la transmission LiFi. En effet, si les photodiodes sont totalement visibles ou occultées au vue de la faible surface de leurs capteurs, les modules PV sont susceptibles d'être soumis à un ombrage partiel. Ainsi, cette partie consiste à démontrer leurs performances dans un tel cas en fonction de la direction de l'ombrage. De plus, comme dans la partie précédente, nous avons étudié ce phénomène dans les configurations I_{cc} et V_{co} .

Le module OPV ARMOR 3710 est pris en exemple pour la réalisation de ces tests. Ce dernier possède une surface active de 100 mm x 52 mm composée de 9 cellules connectées en série pour fournir une tension en circuit ouvert de 7,28 V et un courant en court-circuit de 33,75 mA sous des conditions AM1.5 (cf. tableau 13.1). Les conditions d'éclairage et de modulation sont les mêmes que dans le test précédent sous 450 lux et sont rappelées ci-dessous.

Pour ces mesures, les critères de taux d'erreur et SNR ne sont pas affichés car nous avons relevé des variations non-linéaires du bruit de mesure, phénomène toujours en cours d'analyse dans notre laboratoire. Ainsi, dans ce rapport, nous nous limiterons à la réponse fréquentielle pour toutes les mesures d'ombrage.

LED faible éclairage	Modulation CP-DCO-OFDM	Module OPV ARMOR 3710
	Sur-échantillonnage : 10 Sous-porteuses utiles : 255 Intervalle de garde : 1 Constellation : QPSK Nb symboles différents : 1 Nb symboles reçus : 975 Fréquence maximale : <i>Variable</i>	 Distance E/R (cm) : 12 Éclairage (lux) : 450 ± 34
Tension (V) : 2,875 ± 0,25		

La configuration des cellules du module est affichée sur la figure 13.27. Ceci nous permet donc de mesurer indépendamment l'impact d'un ombrage cachant complètement certaines cellules (en bleu) ou une partie sur toutes les cellules (en orange).

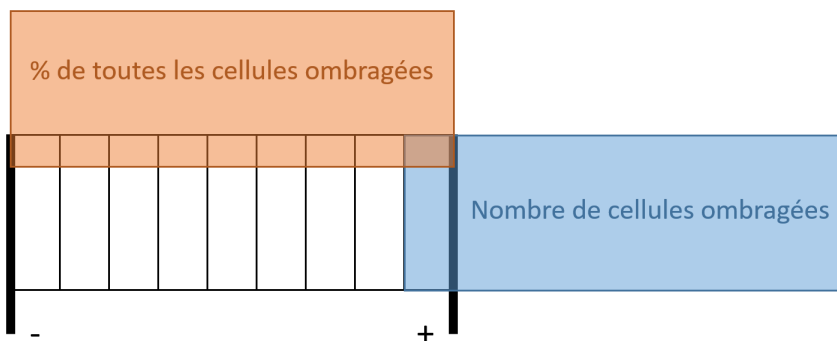


Figure 13.27 – Directions d'ombrage du module

Il est bien connu [84], [85] que ces deux directions d'ombrage induisent des comportements très

différents. En effet, lorsque toutes les cellules sont partiellement ombragées, on peut simplement considérer un module PV de plus faible surface active. Cependant, quand une ou plusieurs cellules se trouvent totalement ombragées, elles se comportent comme des impédances de charge pour celles restant actives.

13.4.1 Mesures en courant de court-circuit I_{cc}

L'évolution de la réponse fréquentielle du module en fonction du taux d'ombrage dans les deux directions définies par la figure 13.27 en plaçant le module en condition de court-circuit donne les résultats reportés sur les figures 13.28 et 13.29.

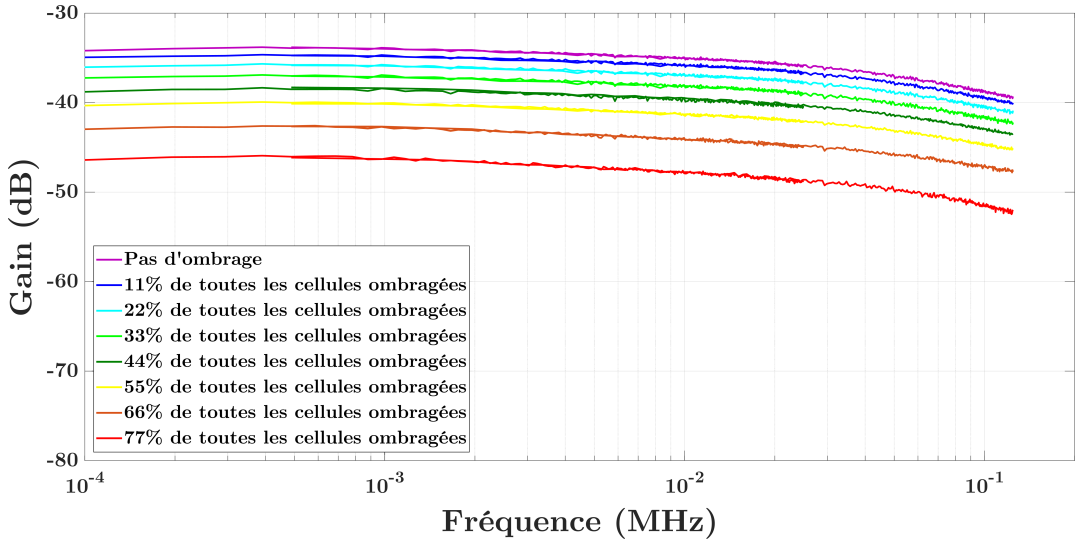


Figure 13.28 – Condition I_{cc} - Ombrage dans la direction « % de toutes les cellules ombragées »

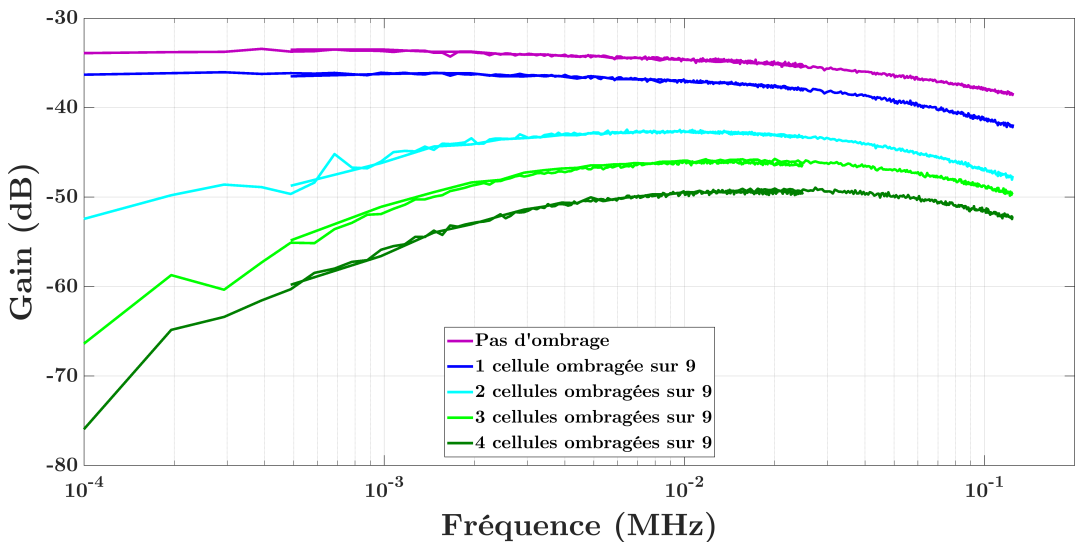


Figure 13.29 – Condition I_{cc} - Ombrage dans la direction « Nombre de cellules ombragées »

Dans le cas d'un ombrage partiel de toutes les cellules (figure 13.28), un courant i_{ph} est généré

et donc une tension observée $R_f i_{ph}$ qui diminue au fur et à mesure du taux d'ombrage car le photocourant est généré uniquement par les cellules exposées.

Cependant, si le module est ombragé cellule par cellule (figure 13.29) en plus du premier phénomène, on observe un comportement de type passe-haut avec une fréquence de coupure d'autant plus haute que le taux d'ombrage est important.

Ce phénomène peut être interprété sur le schéma équivalent d'un module PV. Le schéma de la figure 13.30 prend l'exemple d'un module de 2 cellules pour l'explication avec à gauche le module complètement éclairé et à droite le module à moitié ombragé.

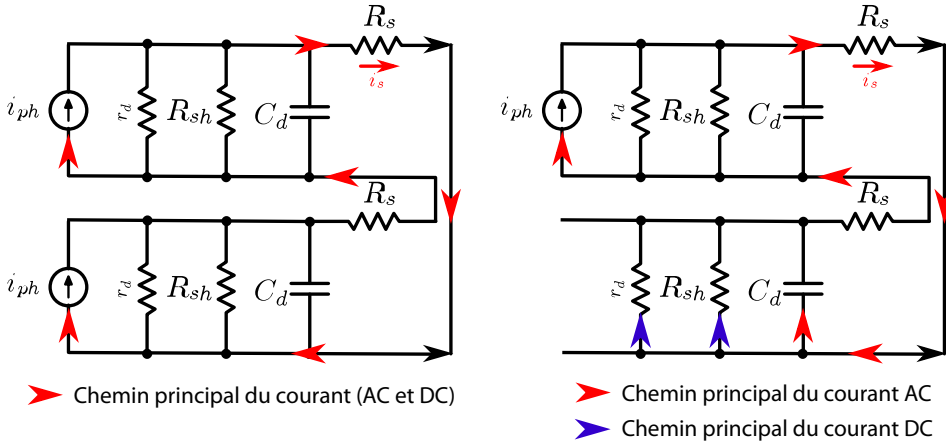


Figure 13.30 – Comparaison du schéma électrique d'un module de deux cellules toutes éclairées (à gauche) puis une éclairée et une ombragée (à droite)

En observant le parcours principal du courant dans ces deux schémas via des simulations électriques Spice, on s'aperçoit que lorsque les 2 cellules sont éclairées, le courant traverse préférentiellement les branches des générateurs de courant. En revanche lorsque le générateur ne fournit plus de courant dynamique, il se comporte comme un circuit ouvert. Le courant doit ainsi passer par les résistances R_d et R_{sh} ainsi que par la capacité C_d . L'impédance d'un condensateur coupant les basses fréquences, la portion statique de i_{ph} va passer par les résistances tandis que selon sa fréquence, une partie du régime dynamique peut passer par la capacité. Ainsi, les basses fréquences sont atténuées (transformées en chaleur) tandis que les fréquences supérieures à la fréquence de coupure de C_d peuvent traverser les cellules ombragées sans affaiblissement.

En conclusion, on note une forte influence de l'ombrage sur les performances de réception du module PV pour une configuration en courant de court-circuit.

Cependant, si le courant de court-circuit I_{cc} relevé varie linéairement avec l'éclairement incident, cette variation est logarithmique concernant la tension de circuit ouvert V_{co} , on peut ainsi prédire une meilleure résistance à l'ombrage pour la configuration en tension de circuit ouvert.

13.4.2 Mesures en tension de circuit ouvert V_{co}

À l'instar des mesures précédentes, on mesure l'évolution de la réponse fréquentielle en circuit ouvert en fonction du taux d'ombrage dans les deux directions définies par la figure 13.27. Les résultats sont reportés sur les figures 13.31 et 13.32.

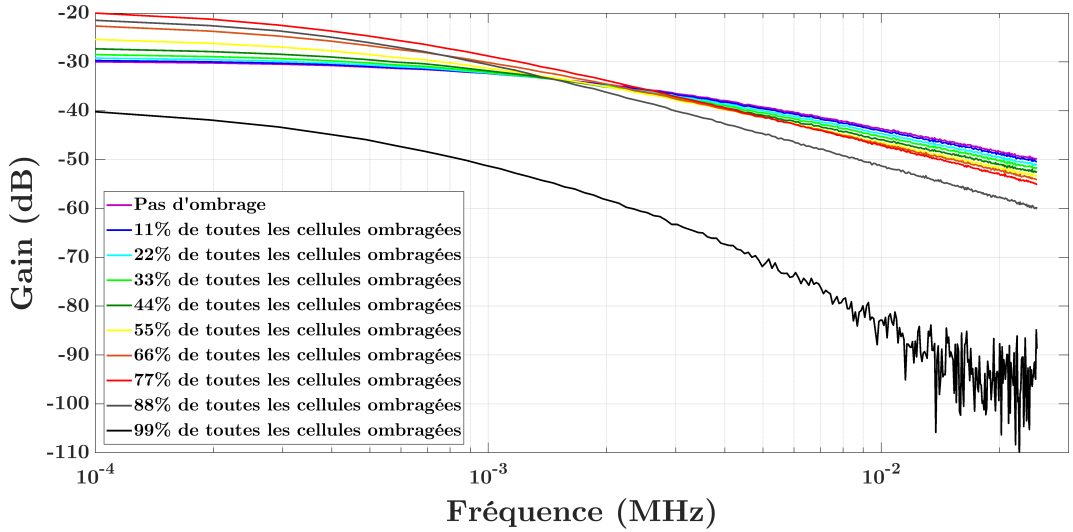


Figure 13.31 – Condition V_{co} - Ombrage dans la direction « % de toutes les cellules ombragées »

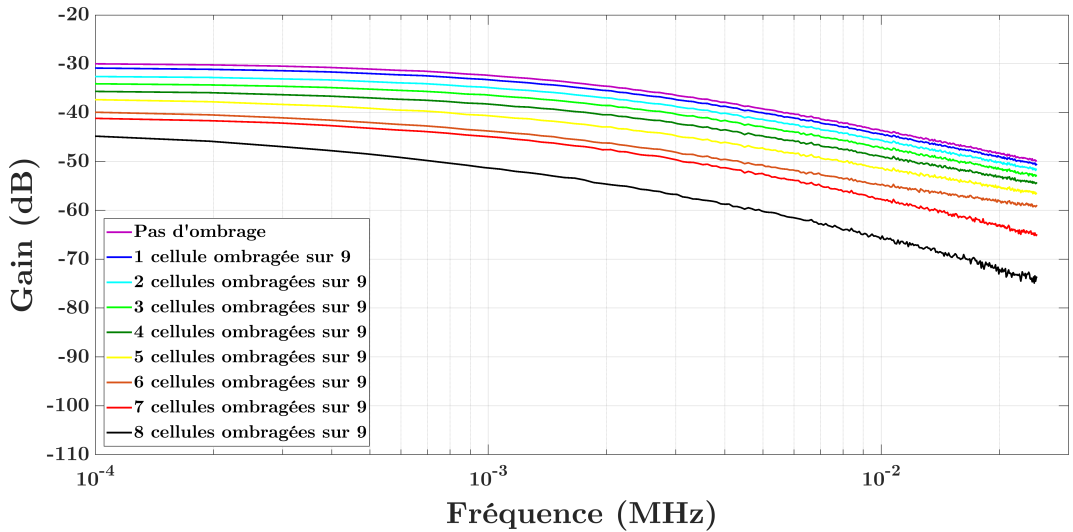


Figure 13.32 – Condition V_{co} - Ombrage dans la direction « Nombre de cellules ombragées »

Lorsque toutes les cellules sont partiellement ombragées (figure 13.31), le photocourant continu I_{ph} devient plus faible, ce qui provoque une grande augmentation de la résistance dynamique r_d qui surcompense la diminution du photocourant dynamique i_{ph} . Dans un même temps, on observe une diminution de la fréquence de coupure, notre hypothèse pour l'explication de ce phénomène se porte sur une augmentation de la durée de vie des porteurs due à une diminution du nombre de pièges actifs dans la structure. Des mesures complémentaires sont nécessaires pour interpréter complètement cette tendance.

Quand certaines cellules sont totalement ombragées (figure 13.32), la majeure partie du photocourant est absorbée par les cellules non illuminées. Le module de l'impédance de charge $|Z_p|$ décroît avec la fréquence et avec le nombre de cellules ombragées. On observe alors une diminution du gain statique et de la fréquence de coupure.

Globalement, on remarque que même avec un fort taux d'ombrage de 80%, le module est toujours capable de recevoir le signal LiFi avec très peu de pertes de performances.

Conclusion de l'impact d'un éclairage additionnel et d'un ombrage partiel sur la réception LiFi par un module PV en configuration I_{cc} ou V_{co}

Nous avons vu qu'en mode V_{co} , le gain statique diminue avec l'accroissement du niveau d'éclairage continu tandis que la fréquence de coupure est augmentée. Une bande passante plus importante est obtenue en mode I_{cc} et nous avons observé dans ce mode de fonctionnement que ni le gain statique, ni la fréquence de coupure n'étaient impactés par le niveau d'éclairage continu. Ce dernier résultat est encourageant pour l'utilisation des cellules et modules PV en tant que récepteur LiFi en environnement extérieur ou en environnement mixte (*i.e.* proche d'une fenêtre).

Dans un deuxième temps, nous avons étudié la résistance à l'ombrage d'un module PV sous les deux modes de fonctionnement définis. Les résultats démontrent une diminution du gain statique plus importante dans le mode I_{cc} que V_{co} .

Finalement, ces résultats, démontrés dans l'article [86], permettent de mettre en avant que le mode de fonctionnement des cellules et modules PV en réception du LiFi doit être choisi en fonction des contraintes d'utilisations (intérieur ou extérieur, ombrage, débit souhaité, ...)

13.5 Récupération d'énergie et réception LiFi en simultané

L'un des grands avantages d'utiliser une cellule ou un module PV en tant que récepteur LiFi est de cumuler ses propriétés de récupération d'énergie avec celles de la réception de données.

En effet, dans le contexte visé de l'Internet des objets (IoT), la majeure partie des appareils seront sans fil, d'où l'utilisation d'une communication à distance. Mais pour ces appareils, l'énergie électrique et son stockage deviennent préoccupants. Ainsi, l'utilisation d'un dispositif PV permet une détection passive de l'information. Cependant, si nous avons démontré que la réception d'une communication LiFi est possible avec ces dispositifs, nous pouvons également cumuler cette fonctionnalité avec sa principale utilisation actuelle, la récupération d'énergie. Ceci permettrait de passer d'un dispositif passif à une énergie positive, encore plus intéressante pour ces applications.

Ainsi, l'objectif final de la thèse a porté sur la récupération d'énergie en parallèle de la réception LiFi. La réalisation se fera en deux phases définies par les sous-sections suivantes.

Dans toutes les caractérisations précédentes, nous avons placé les cellules et modules PV dans des conditions de circuit ouvert ou court-circuit. La première étape consiste à charger le module afin de générer une puissance électrique.

La deuxième phase réalisée porte sur la séparation de la composante continue et alternative du signal fourni par le module PV avec l'observation de la dépendance mutuelle des deux branches.

13.5.1 Placement à un point de fonctionnement

Dans cette sous-section, nous allons placer une résistance de charge en sortie d'un module PV et mesurer l'impact de la valeur de cette charge sur les performances LiFi. Ainsi le schéma électrique équivalent utilisé pour cette section est sur la figure 13.33.

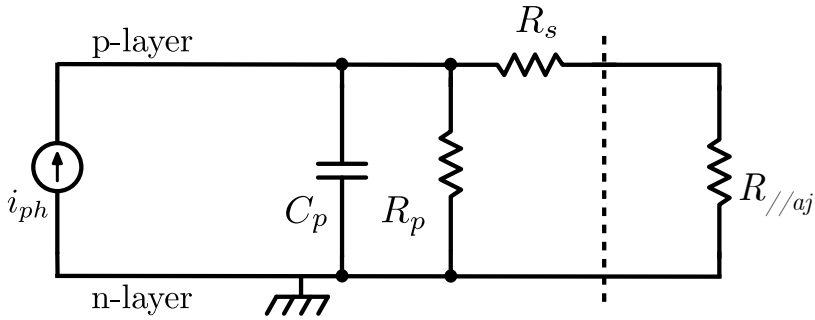


Figure 13.33 – Schéma électrique équivalent d'une cellule PV chargée par une résistance $R_{//aj}$

La valeur de la résistance $R_{//aj}$ définit le point de fonctionnement sur la caractéristique I(V) du module tel que montré sur la figure 13.34.

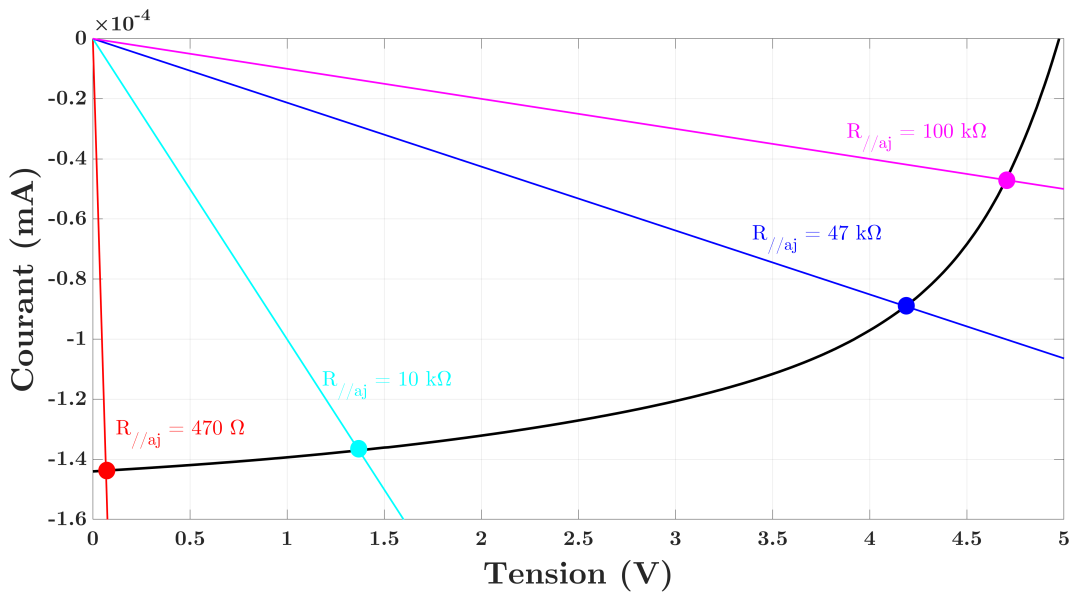
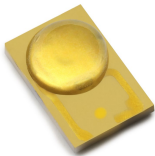


Figure 13.34 – Caractéristique I(V) du module ARMOR 3716 et variation du point de fonctionnement avec la valeur de la résistance de charge

Ainsi, on va faire varier la valeur de la résistance pour placer le module aux différents points de fonctionnement définis. Les conditions du banc lors de la réalisation de ces tests sont indiquées ci-dessous.

LED faible éclairnement

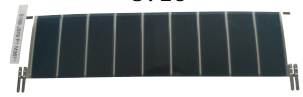


Tension (V) : $2,875 \pm 0,25$

Modulation CP-DCO-OFDM

Sur-échantillonnage : 10
Sous-porteuses utiles : 255
Intervalle de garde : 1
Constellation : QPSK
Nb symboles différents : 1
Nb symboles reçus : 975
Fréquence maximale (MHz) :
Variable

Module OPV ARMOR 3716



Distance E/R (cm) : 12
Éclairnement (lux) : 450 ± 34

L'impact du changement de point de polarisation sur la réponse fréquentielle du module est donné sur la figure 13.35 et dans le tableau 13.6.

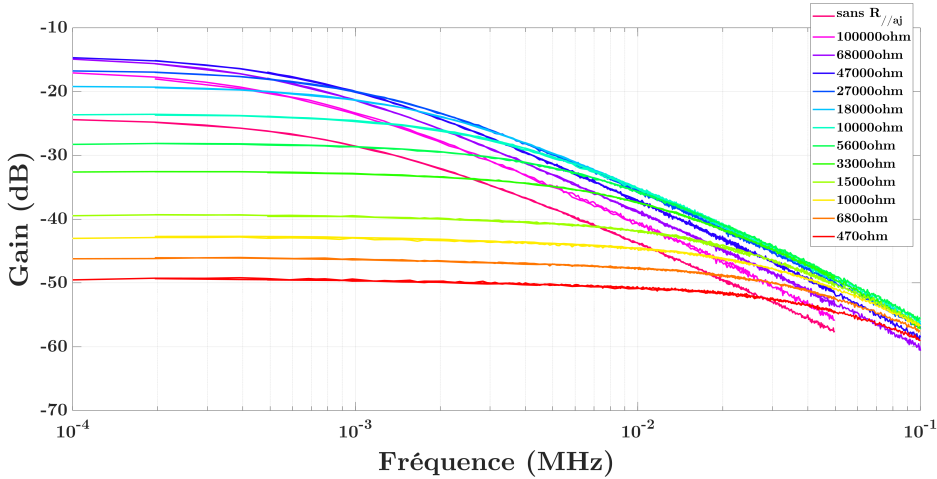


Figure 13.35 – Évolution de la réponse fréquentielle du module ARMOR 3716 en fonction du point de fonctionnement choisi

$R_{//aj}$ (Ω)	Gain statique (dB)	f_c (kHz)	Tension à 416 lux (V)	Tension à 450 lux (V)	Tension à 484 lux (V)	ΔV (mV)	Produit Gain x f_c (Hz)
∞	-24,4	0,68	5,16	5,23	5,29	132	41,0
100 k	-17,1	0,49	4,28	4,45	4,60	328	68,8
68 k	-14,9	0,49	3,66	3,87	4,06	402	88,1
47 k	-14,7	0,59	2,90	3,11	3,31	404	108
27 k	-16,8	0,93	1,82	1,97	2,11	285	134
18 k	-19,2	1,30	1,27	1,38	1,48	203	143
10 k	-23,7	2,34	0,739	0,799	0,858	120	153
5,6 k	-28,2	4,10	0,424	0,460	0,495	70,9	160
3,3 k	-32,6	6,35	0,256	0,278	0,300	44,2	149
1,5 k	-39,4	12,7	0,117	0,127	0,138	21,2	136
1,0 k	-42,7	17,5	0,0793	0,0860	0,0925	13,2	128
680	-46,1	23,0	0,0536	0,0582	0,0630	9,40	114
470	-49,5	29,8	0,0370	0,0407	0,0434	6,40	100

Table 13.6 – Paramètres caractéristiques des réponses fréquentielles du module ARMOR 3671 en fonction du point de fonctionnement

En partant de la caractéristique à V_{co} (sans $R_{//aj}$), on observe tout d'abord une amélioration du gain statique et de la fréquence de coupure. Ceci peut s'expliquer en reportant les droites de polarisation sur la figure 13.16 pour obtenir les variations de tension ΔV dues à la modulation d'intensité lumineuse affichée dans la tableau 13.6. Dans un premier temps, le gain statique augmente avant d'atteindre un maximum puis diminue lorsqu'on se rapproche de la condition de court-circuit. Ce comportement est provoqué par la différence de variation, logarithmique pour la tension et linéaire pour le courant, avec l'illumination.

Concernant la fréquence de coupure, le circuit de la figure 13.33 ainsi réalisé peut être simplifié en sommant la résistance série R_s et la résistance parallèle ajoutée $R_{//aj}$. La fréquence de coupure étant ici définie par l'équation (13.1), elle augmente quand la résistance $R_{//aj}$ diminue.

$$f_c = \frac{1}{2\pi [R_p // (R_s + R_{//aj})] C_p} \quad (13.1)$$

Dans le but de définir un indice de qualité de la réponse fréquentielle malgré ces deux variations, on considère, comme en électronique, le produit du gain statique (linéaire) par la fréquence de coupure (GBW). Cet indice est inscrit sur la dernière colonne du tableau 13.6 et varie selon la figure 13.36. Un optimal est déterminé avec l'installation d'une résistance parallèle ajoutée $R_{//aj}$ de 5,6 k Ω .

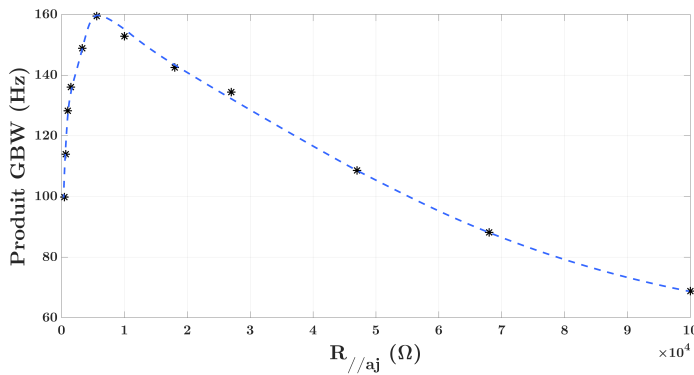


Figure 13.36 – Évolution du produit GBW du module ARMOR 3716 en fonction du point de fonctionnement choisi

Dans cette section, la puissance produite par le module est dépensée en pertes joules dans la résistance $R_{//aj}$. Pour passer sur une configuration avec un stockage effectif de cette énergie, il est nécessaire de placer un condensateur de très grande valeur (batterie ou supercondensateur) en sortie du module PV. Cependant, cette modification va induire une drastique diminution des performances fréquentielles du système. Ainsi, dans la sous-section suivante, nous allons séparer le signal contenant les données (alternatif) et celui de la puissance produite (continu) sur deux branches distinctes en sortie du module afin de différencier les deux comportements.

13.5.2 Détermination des charges optimales pour les deux branches : récupération d'énergie et réception de données

Pour effectuer cette séparation, on peut utiliser un biasT en configuration séparateur (cf. figure 8.5). Cette configuration étant facilement réalisable car moins soumise aux réflexions internes, nous avons construit le biasT « Low cost » défini dans l'annexe G avec seulement deux composants électriques : un condensateur chimique de 80 μ F et une inductance de 100 μ H.

Ainsi, le schéma électrique équivalent du système durant ces tests est donné sur la figure 13.37. On observe la séparation des composantes AC et DC du signal de sortie par le biasT. Le condensateur effectue le filtrage passe-haut et inversement pour l'inductance.

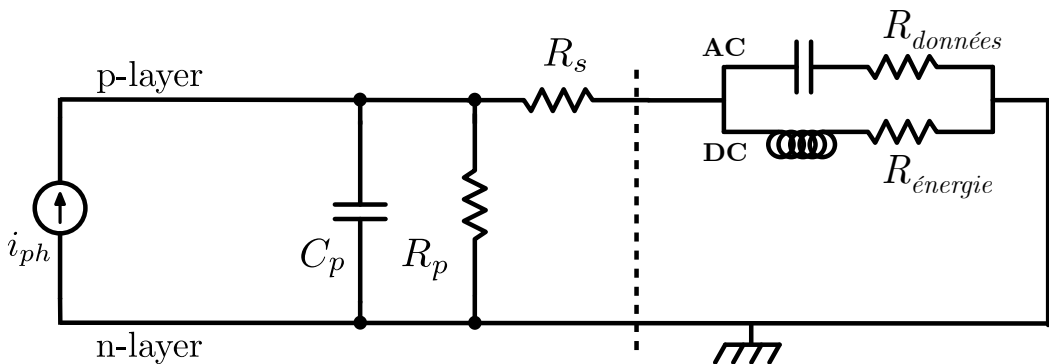
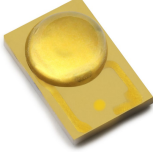
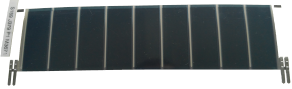


Figure 13.37 – Schéma électrique équivalent d'une cellule PV en configuration de récupération d'énergie et de données en parallèle

Nous avons placé une résistance sur chacune des branches. Lors des tests, nous allons faire varier ces résistances $R_{\text{énergie}}$ et $R_{\text{données}}$ respectivement des branches DC et AC pour observer l'impact de leurs valeurs sur la réponse fréquentielle du module. Cette dernière étant mesurée avec une sonde de tension aux bornes de la résistance $R_{\text{données}}$. Les conditions du banc lors de la réalisation de ces mesures sont similaires à celles de la sous-section précédente et sont rappelées ci-dessous.

LED faible éclairement	Modulation CP-DCO-OFDM	Module OPV ARMOR 3710
	Sur-échantillonnage : 10 Sous-porteuses utiles : 255 Intervalle de garde : 1 Constellation : QPSK Nb symboles différents : 1 Nb symboles reçus : 975 Fréquence maximale (MHz) : 0,1245	 Distance E/R (cm) : 12 Éclairement (lux) : 450 ± 34
Tension (V) : $2,875 \pm 0,25$		

La figure 13.38 montre l'impact du changement de la valeur de la résistance $R_{\text{données}}$ de la branche AC. L'analyse quantitative de ce graphique est placée dans le tableau 13.7. La variation de notre indice de qualité, le produit GBW comme dans la sous-section précédente, est affichée sur la figure 13.39.

Remarque : La résistance $R_{\text{énergie}}$ est fixée à $5,6 \text{ k}\Omega$ selon l'optimisation du point de fonctionnement observée dans la section précédente.

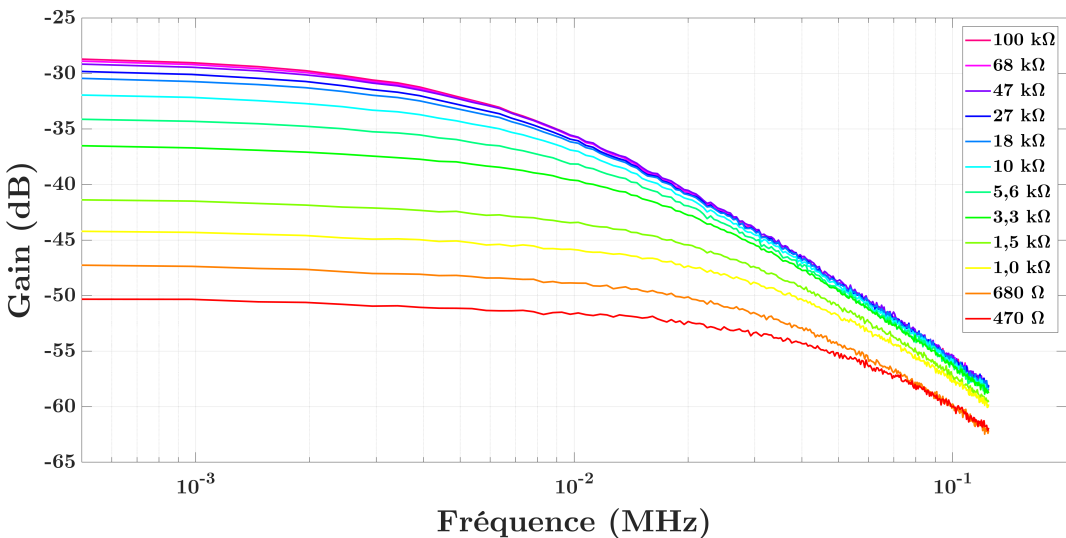


Figure 13.38 – Évolution de la réponse fréquentielle du module ARMOR 3710 en fonction de la résistance $R_{\text{données}}$ de la branche AC ($R_{\text{énergie}} = 5,6 \text{ k}\Omega$)

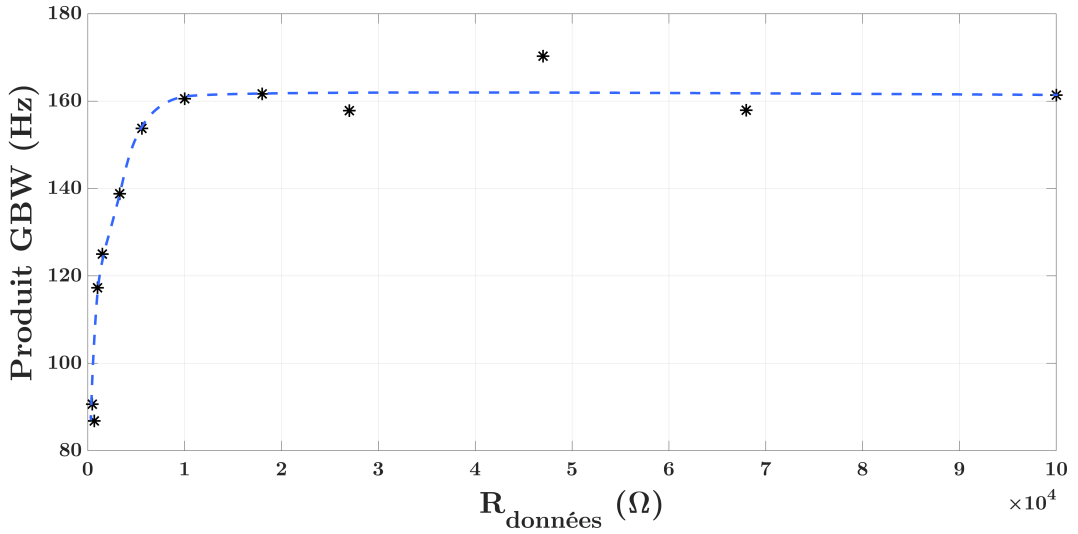


Figure 13.39 – Évolution du produit GBW du module ARMOR 3710 en fonction de la résistance $R_{\text{données}}$ de la branche AC ($R_{\text{énergie}} = 5,6 \text{ k}\Omega$)

L'exploitation de la figure 13.38 révèle une constante décroissance du gain statique avec la résistance $R_{\text{données}}$. Ceci est dû à la conservation de la loi d'ohm dans la branche AC qui définit qu'une résistance élevée induit une tension élevée tandis qu'une résistance faible, un courant élevé. Cependant, la fréquence de coupure varie également et l'évolution du produit GBW final est reporté sur la figure 13.39. De plus, on observe un effet de saturation sur les graphiques des figures 13.38 et 13.39 pour les résistances au delà de 10 k Ω .

L'optimal du produit GBW est obtenu pour une valeur de résistance $R_{\text{données}}$ de 47 k Ω . C'est donc cette valeur qui est choisie pour la campagne mesurant l'impact de la variation de la résistance $R_{\text{énergie}}$.

Une étude similaire est donc réalisée en faisant varier, cette fois, la valeur de la résistance $R_{\text{énergie}}$. Les résultats sont donnés sur les figures 13.40 et 13.41.

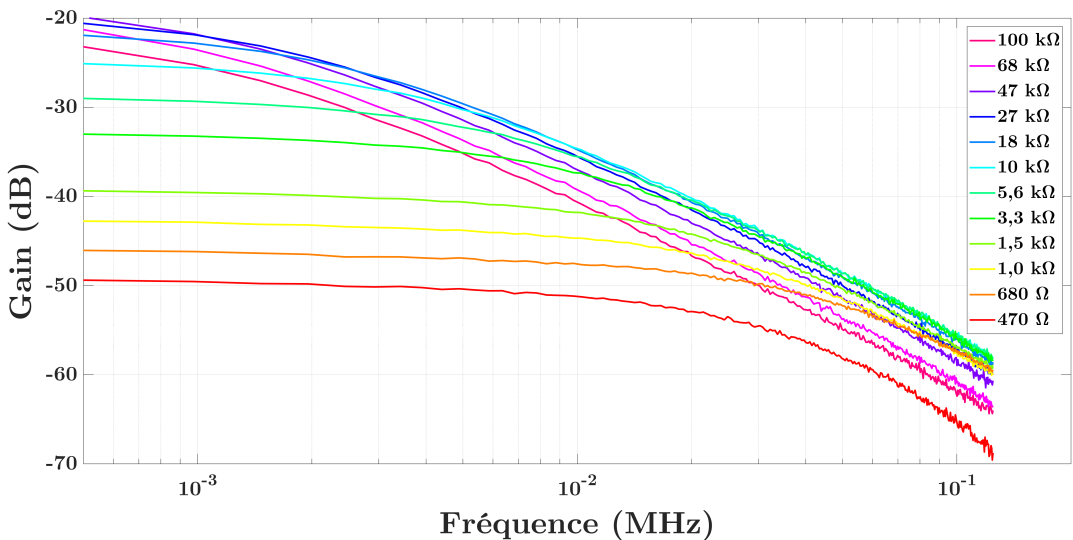


Figure 13.40 – Évolution de la réponse fréquentielle du module ARMOR 3710 en fonction de la résistance $R_{\text{énergie}}$ de la branche DC ($R_{\text{données}} = 47 \text{ k}\Omega$)

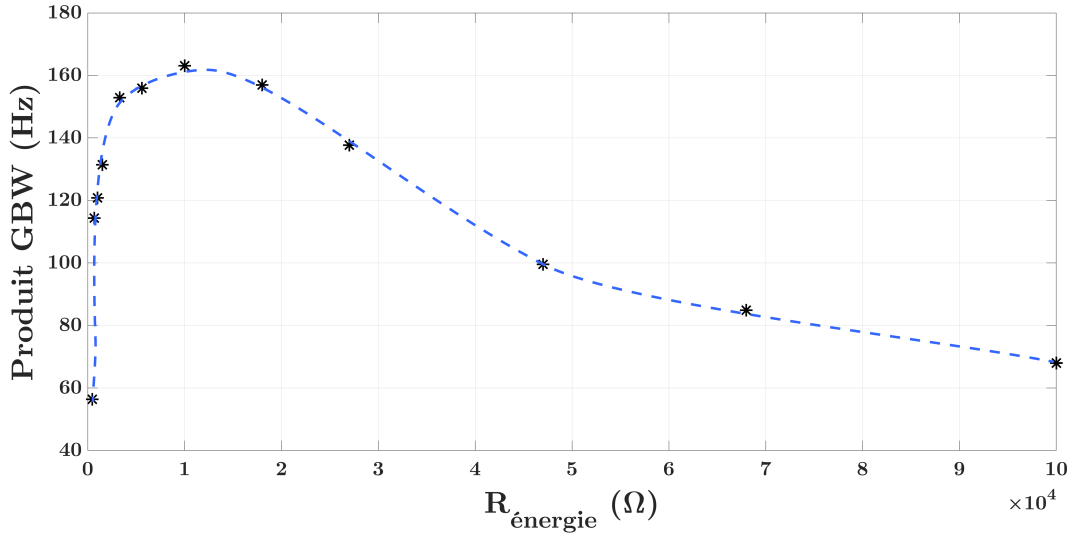


Figure 13.41 – Évolution du produit GBW du module ARMOR 3710 en fonction de la résistance $R_{\text{énergie}}$ de la branche DC ($R_{\text{données}} = 47\text{k}\Omega$)

La figure 13.41 montre l'évolution du produit GBW en fonction de la résistance $R_{\text{énergie}}$. On retrouve ici la forme, typique d'une adaptation d'impédance, obtenue lors du test avec simplement une résistance $R_{//aj}$ ajoutée en sortie du module sans utiliser de biasT. Cependant, le pic optimal de cette courbe est décalé horizontalement, passant de 5,6 k Ω à 10 k Ω .

Ainsi, on peut en déduire que la résistance placée sur la branche DC continue de conditionner le point de fonctionnement du module. La résistance de la branche AC, quant à elle, influence peu les performances de réception LiFi, tant qu'elle est choisie supérieure à 10 k Ω dans le cas de notre module PV.

Valeur de la résistance (Ω)	variation $R_{\text{données}}$ ($R_{\text{énergie}} = 5,6 \text{ k}\Omega$)			variation $R_{\text{énergie}}$ ($R_{\text{données}} = 47 \text{ k}\Omega$)		
	Gain statique (dB)	f_c (kHz)	Produit Gain x f_c (Hz)	Gain statique (dB)	f_c (kHz)	Produit Gain x f_c (Hz)
100 k	-28,7	4,39	161,4	-23,1	0,977	68,03
68 k	-28,9	4,39	157,9	-21,2	0,977	84,86
47 k	-29,2	4,88	170,3	-19,8	0,977	99,59
27 k	-29,8	4,88	157,8	-20,5	1,47	137,7
18 k	-30,4	5,37	161,6	-21,9	1,95	156,9
10 k	-31,9	6,35	160,6	-25,1	2,93	163,1
5,6 k	-34,1	7,81	153,7	-29,0	4,39	155,9
3,3 k	-36,5	9,28	138,8	-33,0	6,84	152,9
1,5 k	-41,4	14,7	125,0	-39,4	12,2	131,4
1,0 k	-44,2	19,0	117,3	-42,8	16,6	120,8
680	-47,3	20,0	86,79	-46,1	23,0	114,4
470	-50,3	29,8	90,66	-49,4	16,6	56,38

Table 13.7 – Exploitation des réponses fréquentielles du module ARMOR 3670 en fonction des valeurs des résistances des branches AC et DC

Conclusion sur l'utilisation d'un module PV pour recevoir de l'énergie et de l'information numérique

Dans cette section, nous avons tout d'abord mis une charge en sortie d'un module PV pour le placer à un point de polarisation qui lui permet de générer une puissance électrique. Les deux paramètres gain statique et fréquence de coupure variant en fonction de la valeur de la charge, nous avons défini un nouvel indicateur de performance : le produit du gain statique et de la fréquence de coupure (GBW). Les variations du GBW avec le point de polarisation définissent une valeur optimale de charge de $5,6 \text{ k}\Omega$.

Dans la deuxième sous-section, nous avons utilisé un biasT pour séparer les fonctionnalités de récupération d'énergie (branche continue) et de réception de données (branche alternative). L'étude effectuée porte sur l'optimisation des charges sur chacune des branches. Elle révèle que la résistance sur la branche AC doit être au moins égale à $10 \text{ k}\omega$ tandis que celle sur la branche DC donne un optimal du GBW à cette même valeur.

Des mesures supplémentaires avec le réel stockage de l'énergie dans des batteries ou supercondensateurs devraient être réalisées pour poursuivre cette étude.

Conclusion de la partie IV :

Un préambule a tout d'abord présenté les modélisations considérées dans toute la partie. L'analyse a été faite par comparaison avec un schéma électrique équivalent adapté au silicium cristallin : un filtre passe-bas du premier ordre, défini par son gain statique et sa fréquence de coupure.

L'étude des fonctions de transfert de ce schéma électrique équivalent dans les conditions de circuit ouvert et court-circuit ont permis de déterminer une fréquence de coupure plus élevée pour la condition de I_{cc} que pour la condition de V_{co} (tant que $R_s < R_p$).

Les premières mesures ont été un test général de plusieurs cellules et modules PV commerciaux avec de nombreux paramètres variant (la technologie, le matériau, les épaisseurs, les durées de vie des porteurs, le facteur de forme...) en vue d'établir une direction de recherche préférentielle. Cependant, les résultats n'ont pas permis d'établir de critères prépondérants puisque la quasi-totalité des échantillons possèdent des fréquences de coupures similaires. En revanche, le gain statique varie de plusieurs ordre de grandeur. De plus, la plage fréquentielle de fonctionnement sera généralement en aval de la fréquence de coupure pour trouver un optimal entre le débit et les erreurs de communications liées au bruit. Ce dernier devient donc le troisième facteur influent sur les capacités de réception LiFi des échantillons. Ce test reste trop multiparamètres pour permettre une caractérisation plus détaillée.

Par la suite, nous avons eu la possibilité d'établir des partenariats avec les entreprises Solar Frontier (fabricant japonais de CIGS) et ARMOR (fabricant français de PV organique), qui ont pu nous transmettre des échantillons similaires ou avec une variation monoparamètre.

Par ordre chronologique, le premier partenariat a été effectué avec Solar Frontier qui a su nous fournir 12 cellules et 2 modules sans couches anti-reflet ainsi qu'avec couche anti-reflet. Les résultats ont démontré que les modules connectés en séries permettent d'atteindre des débits plus importants que les cellules unitaires. Nous avons également comparé les performances de réception d'un module PV avec une photodiode classiquement utilisée pour le LiFi, dans des conditions extérieures (avec un éclairage solaire parallèle). Ces caractérisations ont indiqué un abaissement des débits de communication, peu importe le dispositif de réception. Cependant, si le module PV subit une diminution de performance de l'ordre de 88% avec un éclairage parallèle AM1.5, la communication reste toujours possible. En revanche, la photodiode ne permet plus aucune communication à partir d'une irradiation solaire de l'ordre de $0,2 \times \text{AM1.5}$. Ceci accorde un grand avantage envers les dispositifs PV pour les communications en extérieur ou pour la fiabilité en environnements mixtes (proche des fenêtres).

Le deuxième partenariat avec ARMOR concerne des modules PV de technologie organique. Les réponses fréquentielles ont démontré des pentes de décroissances légèrement supérieures aux -20 dB/dec typique du filtre passe-bas du premier ordre. Nous avons donc choisi d'approcher les résultats selon la modélisation précédemment établie, même si nous ne pouvons décrire les phénomènes physico-chimiques à l'origine des composants électroniques.

Les échantillons nous ont permis d'établir que le nombre de cellules qui compose le module se reporte linéairement sur le gain statique et que la surface de ces cellules n'a aucun impact sur les performances fréquentielles. Il sera donc préférable d'utiliser un module composé de nombreuses cellules en séries, peu importe leurs dimensions.

Les caractérisations suivantes ont concerné l'influence d'un éclairage additionnel DC en parallèle puis l'ombrage partiel dans les conditions de V_{co} et I_{cc} . Ces tests ont indiqué un débit plus élevé en condition de I_{cc} (tel qu'escompté par la modélisation) ainsi qu'une résistance à l'éclairage additionnel. Cependant, cette configuration en court-circuit présente des problématiques importantes lors de l'ombrage d'une partie du module PV. En revanche, la configuration en V_{co} montre une grande résistance aux effets d'ombrages dans toutes les directions en accordant jusqu'à 80% d'ombrage sans pertes importantes de débit.

Enfin, les dernières caractérisations de cette thèse concerne une étude préliminaire à la récupération d'énergie et de données en simultané. Elle commence par l'observation de l'impact du point de polarisation du module PV car les conditions de circuit ouvert ou court-circuit ne permettent pas de génération de puissance. Dans la deuxième partie, un biasT en mode séparateur est placé en sortie du module pour permettre une séparation des branches de données et d'énergie qui vont ainsi pouvoir être traitées indépendamment. Les estimations des résistances de charges optimales pour le débit de communication prédisent un compromis à trouver entre les performances de récupération d'énergie et de données.

Conclusion

Le LiFi est une technologie naissante dont la recherche est en forte croissance. Certains industriels commencent à se placer sur ce marché depuis quatre à cinq ans. Les applications sont multiples mais tournent principalement autour de deux axes : la transmission de données numériques et la géolocalisation précise en intérieur. Ainsi, la grande force de ce réseau réside dans le cumul de ces deux fonctionnalités, l'envoi d'informations en fonction de l'emplacement. Cela a déjà été expérimenté et mis en place dans des supermarchés, des musées, ...

Les principaux freins au déploiement massif de cette technologie sont l'évolution lente des normes de télécommunications ainsi que l'hésitation des fabricants d'appareils informatiques et de luminaires qui attendent, chacun de leur côté, le premier pas de l'autre.

Les dispositifs commerciaux actuels utilisent des photodiodes pour la réception du signal lumineux modulé. Cependant, des problématiques apparaissent lors d'une utilisation en environnement mixte (intérieur et extérieur). De plus, cette technologie pourrait devenir l'un des modes de connexion pour l'Internet des objets. Seulement, dans cette optique, le récepteur qui est placé sur l'objet à connecter doit consommer un minimum d'énergie pour ne pas avoir à le recharger. C'est pourquoi, dans ce travail, nous proposons l'utilisation de cellules et modules photovoltaïques en guise de récepteur.

Afin de mesurer les performances de réception des cellules et modules PV, l'étude a débuté par une analyse des besoins qui a permis de mettre en avant que la technique de modulation dite « OFDM » utilisée actuellement pour les télécommunications 4G, WiFi, TNT, ... peut être utilisée pour une caractérisation optimale de nos cellules et modules PV. En effet, cette modulation multifréquentielle utilise des signaux pilotes sur certaines fréquences pour caractériser l'atténuation du canal de transmission. Dans le cadre de cette étude, toutes les fréquences modulées sont des signaux pilotes, cela permet une caractérisation simultanée de toute une plage fréquentielle, et permet en plus d'obtenir des indices de performances directement orientés télécommunications comme la densité spectrale de bruit, le rapport signal sur bruit et le taux d'erreur binaire sur chaque fréquence. Cela nous accorde une caractérisation complète et rapide de nos cellules et modules PV, tout en donnant des indices de performances exploitables pour les télécommunications.

La réalisation effective de ce banc de caractérisation a été accomplie au sein du laboratoire en mettant en partenariat deux équipes, l'une orientée traitement du signal et la deuxième spécialisée dans l'étude des détecteurs optoélectroniques et plus précisément sur l'effet photovoltaïque. Les problématiques liées au développement du logiciel et aux différents appareils qui le composent ont été étudiées, analysées puis des solutions ont été proposées, soit en corrigeant les erreurs par des ajouts logiciels (synchronisation et correction du SFO) soit par la mise en place d'une calibration (BiasT et LED). Les problématiques persistantes (bruits de scintillement et des appareils de mesures) ont été réduites au maximum de nos capacités avant de définir les gammes de fonctionnement de ce banc de caractérisation. Notons également que ce banc a été conçu pour pouvoir être utilisé à

l'extérieur du bâtiment afin de mesurer l'impact d'un éclairage solaire sur la communication LiFi.

La dernière partie de ce manuscrit détaille les mesures effectuées avec le banc réalisé et explique les phénomènes observés avec des modélisations électriques équivalentes.

Nous avons tout d'abord présenté les performances LiFi de cellules et modules PV commerciaux pour tenter d'établir une tendance en fonction du matériau absorbeur (silicium cristallin, amorphe, CIGS ou OPV). Cependant, les résultats ne démontrent pas d'influence importante de la technologie sur les performances obtenues.

Un partenariat avec Solar Frontier, fabricant japonais de modules PV en CIGS, nous a ensuite permis d'observer que des cellules ou modules ayant des performances de récupération d'énergie similaires retrouvent cette similarité dans leurs performances fréquentielles. De plus, les tests effectués sur des échantillons avec et sans couche anti-reflet tendent à démontrer une légère réduction des performances LiFi en présence d'une couche anti-reflet. Enfin, nous avons profité de ces échantillons pour effectuer une campagne de mesures avec la réception du LiFi en environnement extérieur (*i.e.* soumis à l'éclairage solaire) en comparant les résultats à ceux d'une photodiode utilisée pour le LiFi. Les résultats démontrent une résistance à un éclairage continu intense bien plus importante pour le module PV comparé à la photodiode. Cette dernière présente une difficulté d'adaptation entre les faibles et forts éclairages, probablement due à l'amplificateur de transimpédance placé en aval.

La plupart des caractérisations de modules organiques est issue d'un partenariat avec la société ARMOR. Nous avons tout d'abord vérifié la relation entre les performances de récupération d'énergie et performances LiFi avec une population de modules PV de caractéristiques I(V) similaires. De plus, ces échantillons de technologie OPV présentent un phénomène d'« activation » photosensible qui modifie les performances de récupération d'énergie dans les premières minutes après exposition au soleil. Ce phénomène induit donc une modification des performances fréquentielles. Les mesures ont montré qu'il s'agit d'une légère amélioration lorsqu'on envoie une forte amplitude lumineuse tandis que ce même phénomène a tendance à réduire les performances LiFi lorsque le signal est de faible amplitude. Nous avons ensuite pu analyser l'influence de la configuration et du nombre de cellules par module PV pour observer une importante variation des performances LiFi avec la quantité de cellules en série qui compose le module. En effet, dans la configuration V_{co} , la tension du module est contrôlée par le nombre de cellules en série et la modulation lumineuse incidente se répercute directement sur un pourcentage de variation du V_{co} . Nous avons observé l'influence d'un éclairage LED additionnel sur la réponse fréquentielle de ces modules PV en circuit ouvert et en court-circuit. Si l'ajout d'un éclairage continu diminue les performances LiFi en configuration V_{co} , on observe que cela n'a aucun impact lorsque le module est placé en condition I_{cc} . Ce mode permet également d'augmenter substantiellement la bande passante du module. Cependant, les mesures d'ombrages pour ces deux points de polarisation ont démontré que l'occultation partielle est bien mieux supportée par le module placé en configuration V_{co} . Ainsi il est nécessaire de choisir le mode de fonctionnement en fonction des contraintes d'utilisation.

Enfin, si les objets connectés ont besoin d'énergie pour fonctionner, il faut bien se rendre compte ici que non seulement notre détecteur est passif, mais il peut en plus générer de l'énergie. Ainsi, les dernières mesures effectuées en intérieur l'ont été dans le but de séparer les signaux continus contenant l'énergie des signaux alternatifs contenant les données. Cela afin de donner des indications aux appareils connectés tout en leur donnant l'énergie pour effectuer ces tâches.

Pour conclure, cette étude aura prouvé la possibilité d'utiliser des cellules et modules PV en tant que récepteur pour la communication LiFi. Les débits atteignables restent bien en deçà d'une réception par photodiode et correspondent davantage à une réception de « LiFi Tag ». Cependant, les grands avantages des cellules et modules PV résident dans la passivité de la détection, l'omnidirectionnalité pour les cellules flexibles, la fiabilité de la mesure même en présence d'un éclairage additionnel continu et la grande surface de détection.

Les perspectives de cette thèse se placent à plusieurs échelles.

Il sera tout d'abord nécessaire de relier les performances dynamiques des dispositifs PV aux phénomènes intrinsèques au matériau, soit un complément au schéma électrique équivalent considéré ici ainsi qu'une étude complète concernant la technologie organique.

La compréhension de ces phénomènes permettra l'établissement d'une boucle de rétroaction sur la fabrication des cellules et modules PV, au niveau des matériaux, des épaisseurs et de l'architecture.

Les cellules optimisées, la problématique de compromis entre la récupération d'énergie et de données établie à la fin de la partie IV pourra éventuellement être solutionnée par un design spécifique des modules, tel qu'une partie des cellules soient destinées à la récupération des données et l'autre à la génération d'énergie.

Tout ceci dans l'objectif d'obtenir des récepteurs LiFi autonomes qui sauraient être utiles pour les nombreux appareils sans-fil de l'Internet des objets qui nécessitent peu d'énergie de fonctionnement, leur apportant à la fois les directives d'exécutions et l'énergie nécessaire.

Bibliographie

- [1] M. ISLIM et H. HAAS, « An Investigation of the Solar Irradiance Effect on Visible Light Communication », *Conférence - 2017 IEEE 28th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, p. 1-6, 2017.
- [2] M. ISLIM, S. VIDEV, M. SAFARI et al., « The Impact of Solar Irradiance on Visible Light Communications », *IEEE Journal of Lightwave Technology*, t. 36, n° 12, p. 2376-2386, 2018.
- [3] M. UYSAL, C. CAPSONI, Z. GHASSEMLOOY et al., *Optical Wireless Communications - An Emerging Technology*. Springer, 2016.
- [4] TWIBRIGHT LABS. (2020). RONJA, adresse : <http://ronja.twibright.com> (visité le 06/01/2020).
- [5] BOB MENRAD. (2020). NASA - Exploration & Space Communications, adresse : <http://esc.gsfc.nasa.gov> (visité le 06/01/2020).
- [6] A. G. BELL, « The Photophone », *Scientific American Supplement*, t. 246, n° 176, p. 3921-3923, 1880.
- [7] —, « On the production and reproduction of sound by light », *American Journal of Science*, t. 118, n° s3-20, p. 305-324, 1880.
- [8] M. DUQUESNOY, J. M. MELKONIAN, R. LEVY et al., « Détection de gaz par spectroscopie photoacoustique : principe et mise en oeuvre », *Photoniques*, n° 94, p. 38-44, 2018.
- [9] G. PANG, K. HO, T. KWAN et al., « Visible Light Communication for Audio Systems », *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, t. 45, n° 4, p. 1112-1118, 1999.
- [10] Y. TANAKA, S. HARUYAMA et M. NAKAGAWA, « Visible Light Communication for Audio Systems », *11th IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, p. 1325-1329, 2000.
- [11] H. HAAS, *Wireless data from every light bulb*, TEDGlobal, 2011.
- [12] IEEE STANDARDS ASSOCIATION. (2019). Norme IEEE 802.15.7, adresse : https://standards.ieee.org/standard/802_15_7-2011.html (visité le 03/01/2019).
- [13] R. ALI, N. ZARAKA, S. TARBOUCHE et al., « Overview Li-Fi Technology », Seminar of 4th Year Telecom Engineering 2015, Higher Institute for Applied Sciences et Technology, rapp. tech., 2015, p. 1-28.

- [14] AGENCE NATIONALE DES FRÉQUENCES. (2019). Gestion des fréquences & sites - Frise interactive, adresse : <https://www.anfr.fr/gestion-des-frequences-sites/tnrbf/frise-interactive/> (visité le 17/01/2019).
- [15] W. GUAN, Y. WU, S. WEN et al., « A novel three-dimensional indoor positioning algorithm design based on visible light communication », *Optics Communications*, t. 392, p. 282-293, 2017.
- [16] T. C. WU, Y. C. CHI, H. Y. WANG et al., « Blue Laser Diode Enables Underwater Communication at 12.4 Gbps », *Scientific Reports*, t. 7, n° 40480, p. 1-10, 2017.
- [17] C. JURCZAK, *LiFi : Enlightening Communications*, White Paper, Lucibel, 2017.
- [18] A. SEAM, A. POLL, R. WRIGHT et al., *Enabling Mobile Augmented and Virtual Reality with 5G Networks*, AT&T Foundry, 2017.
- [19] S. NAKAMURA, T. MUKAI et M. SENOH, « Candela-class high-brightness InGaN/AlGaIn double-heterostructure blue-light-emitting diodes », *Applied Physics Letters*, t. 64, n° 13, p. 1687-1689, 1994.
- [20] I. AKASAKI, H. AMANO, N. KOIDE et al., « Conductivity control of GaN and fabrication of UV/blue GaN light emitting devices », *Physica B : Condensed Matter*, t. 185, p. 428-432, 1-4 1993.
- [21] THE NOBEL PRIZE IN PHYSICS 2014. (2019). NobelPrize.org. Nobel Media AB, adresse : <https://www.nobelprize.org/prizes/physics/2014/summary/> (visité le 17/01/2019).
- [22] M. S. ISLIM, R. X. FERREIRA, X. HE et al., « Towards 10 Gb/s orthogonal frequency division multiplexing-based visible light communication using a GaN violet micro-LED », *OSA Photonics Research*, t. 5, n° 2, A35-A43, 2017.
- [23] J. FAKIDIS, S. VIDEV, H. HELMERS et al., « 0.5-Gb/s OFDM-Based Laser Data and Power Transfer Using a GaAs Photovoltaic Cell », *IEEE Photonics Technology Letters*, t. 30, n° 9, p. 841-844, 2018.
- [24] A. GOMEZ, S. KAI, Q. CRISANTO et al., « Beyond 100-Gb/s Indoor Wide Field-of-View Optical Wireless Communications », *IEEE Photonics Technology Letters*, t. 27, n° 4, p. 367-370, 2015.
- [25] Y. ZHOU, J. ZHAO, M. ZHANG et al., « 2.32 Gbit/s Phosphorescent White LED Visible Light Communication Aided by Two-staged Linear Software Equalizer », *Conférence - 2016 10th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP)*, p. 1-4, 2016.
- [26] R. BIAN, I. TAVAKKOLNIA et H. HAAS, « 15.73 Gb/s visible light communication with off-the-shelf LEDs », *IEEE Journal of Lightwave Technology*, t. 37, p. 2418-2424, 10 2019.
- [27] P. HAIGH, F. BAUSI, T. KANESAN et al., « A 20 Mb/s VLC Link with a Polymer LED and a Multi-Layer Perceptron Equalizer », *IEEE Photonics Technology Letters*, t. 26, n° 19, p. 1975-1978, 2014.
- [28] E. ÖZBAY, K. D. LI et D. M. BLOOM, « 2.0 ps, 150 GHz GaAs Monolithic Photodiode and All-Electronic Sampler », *IEEE Photonics Technology Letters*, t. 3, n° 6, p. 570-572, 1991.
- [29] H. ELGALA, R. MESLEH, H. HAAS et al., « OFDM Visible Light Wireless Communication Based on White LEDs », *IEEE 65th Vehicular Technology Conference (VTC) 2007-Spring*, p. 2185-2189, 2007.
- [30] J. GRUBOR, O. GAETE JAMETT, J. WALEWSKI et al., « High-Speed Wireless Indoor Communication via Visible Light », *Conférence - Breitbandversorgung in Deutschland - Vielfalt für alle ?*, t. 7, n° 8, p. 203-208, 2007.

- [31] J. GRUBOR, S. JEFFREY LEE, K.-D. LANGER et al., « Wireless High-Speed Data Transmission with Phosphorescent White-Light LEDs », *Proceedings of the 33rd European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC 2007)*, p. 1-2, 2007.
- [32] H. LE MINH, D. O'BRIEN, G. FAULKNER et al., « 100-Mb/s NRZ Visible Light Communications Using a Postequalized White LED », *IEEE Photonics Technology Letters*, t. 21, n° 15, p. 1063-1065, 2009.
- [33] G. COSSU, A. KHALID, P. CHOUDHURY et al., « 3.4 Gbit/s visible optical wireless transmission based on RGB LED », *Optics Express*, t. 20, n° 26, B501-B506, 2012.
- [34] SAMSUNG ELECTRONICS CO. , LTD., « Light source module, display panel, and display apparatus including the same », US9825014B2, 2017.
- [35] —, « Apparatus and method for manufacturing LED module », US20190027639A1, 2019.
- [36] —, « Micro-LED display and manufacturing method therefor », WO2019013469A1, 2019.
- [37] LUXVUE PUIS APPLE INC. DEPUIS 2016, « Method of forming a micro LED structure and array of micro LED structures with an electrically insulating layer », US8573469B2, 2013.
- [38] —, « Micro LED display », US20140299837A1, 2014.
- [39] APPLE INC., « Micro LED mixing cup », US20180219144A1, 2019.
- [40] P. CHVOJKA, P. DVORAK, P. PESEK et al., « Characterization of the Organic LED Based Visible Light Communications », *Conférence - 10th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP)*, p. 1-4, 2016.
- [41] J. MCKENDRY, R. GREEN, A. KELLY et al., « High-Speed Visible Light Communications Using Individual Pixels in a Micro Light-Emitting Diode Array », *IEEE Photonics Technology Letters*, t. 22, n° 18, p. 1346-1348, 2010.
- [42] J. WANG, J.-Y. YANG, I. FAZAL et al., « Terabit free-space data transmission employing orbital angular momentum multiplexing », *Nature Photonics*, t. 6, p. 488-496, 2012.
- [43] A. GOMEZ, K. SHI, C. QUINTANA et al., « Beyond 100-Gb/s Indoor Wide Field-of-View Optical Wireless Communications », *IEEE Photonics Technology Letters*, t. 27, n° 4, p. 367-370, 2015.
- [44] J. YANG, Z. LIU, B. XUE et al., « Highly Uniform White Light-Based Visible Light Communication Using Red, Green, and Blue Laser Diodes », *IEEE Photonics Journal*, t. 10, n° 2, 2018.
- [45] D. CHAPIN, C. FULLER et G. PEARSON, « A New Silicon p-n Junction Photocell for Converting Solar Radiation into Electrical Power », *Journal of Applied Physics*, t. 25, n° 5, p. 676-677, 1954.
- [46] G. PEARSON, « Conversion of Solar to Electrical Energy », *American Journal of Physics*, t. 25, n° 9, p. 591-598, 1957.
- [47] A. HEEGER et T. NISBET, « The solar cell - Conditions for optimum performance », *Solar Energy*, t. 3, n° 1, p. 12-18, 1959.
- [48] W. SHOCKLEY et H. QUEISSER, « Detailed Balance Limit of Efficiency of p-n Junction Solar Cells », *Journal of Applied Physics*, t. 32, n° 3, p. 510-519, 1961.
- [49] H. RAUSCHENBACH, *Solar Cell Array Design Handbook*. Springer Netherlands, 1980.
- [50] S. SALTSMAN, « The Silicon Solar Cell as an Optical Detector », University of Central Florida, 1977.

- [51] S.-M. KIM et J.-S. WON, « Simultaneous Reception of Visible Light Communication and Optical Energy using a Solar Cell Receiver », *Conférence - IEEE 2013 International Conference on ICT Convergence (ICTC)*, p. 896-897, 2013.
- [52] Z. WANG, D. TSONEV, S. VIDEV et al., « Towards Self-powered Solar Panel Receiver for Optical Wireless Communication », *IEEE ICC - Optical Networks and Systems*, p. 3348-3353, 2014.
- [53] H. HAAS, *Forget Wi-Fi. Meet the new Li-Fi Internet*, TEDGlobal, 2015.
- [54] W.-H. SHIN, S.-H. YANG, D.-H. KWON et al., « Self-reverse-biased solar panel optical receiver for simultaneous visible light communication and energy harvesting », *Optics Express*, t. 24, n° 22, A1300-A1305, 2016.
- [55] E. BIALIC, L. MARET et D. KTÉNAS, « Specific innovative semi-transparent solar cell for indoor and outdoor LiFi applications », *Applied Optics*, t. 54, n° 27, p. 8062-8069, 2015.
- [56] S. ZHANG, D. TSONEV, S. VIDEV et al., « Organic solar cells as high-speed data detectors for visible light communication », *Optica*, t. 2, n° 7, p. 607-610, 2015.
- [57] J. FAKIDIS, S. VIDEV, H. HELMERS et al., « 0.5-Gb/s OFDM-Based Laser Data and Power Transfer Using a GaAs Photovoltaic Cell », *IEEE Photonics Technology Letters*, t. 30, p. 841-844, 9 2018.
- [58] M. SUFYAN ISLIM et H. HAAS, « Modulation Techniques for Li-Fi », *ZTE Communications*, t. 14, n° 12, p. 29-40, 2016.
- [59] R. W. CHANG, « Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission », *Bell System Technical Journal*, t. 45, n° 10, p. 1775-1796, 1966.
- [60] J. BARRY, J. KAHN, W. KRAUSE et al., « Simulation of Multipath Impulse Response for Indoor Wireless Optical Channels », *IEEE Journal on selected areas in communications*, t. 11, n° 3, p. 367-379, 1993.
- [61] G. LANDI, C. BARONE, C. MAURO et al., « A noise model for the evaluation of defect states in solar cells », *Scientific Reports*, t. 6, n° 29685, p. 1-9, 2016.
- [62] S. HSU, D. FITZGERALD et A. GROVE, « Surface-state related 1/f noise in p-n junctions and MOS transistors », *Applied Physics Letters*, t. 12, n° 9, p. 287-289, 1968.
- [63] A. VAN DER ZIEL, « Noise in solid-state devices and lasers », *Proceedings of the IEEE*, t. 58, n° 8, p. 1178-1206, 1970.
- [64] G. TZIMPRAGOS, C. KACHRIS, I. DJORDJEVIC et al., « A Survey on FEC Codes for 100G and Beyond Optical Networks », *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, t. 18, p. 209-221, 1 2014.
- [65] T. s. s. (-T. INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION, éd., *G.709/Y.1331*, 2016.
- [66] TEKTRONIX, *15 GHz Bias Tee*, PSPL 5580 datasheet, 2015.
- [67] L. MASSOL, *Les LED pour l'éclairage*, 2^e éd., DUNOD, éd. L'usine nouvelle, 2015.
- [68] PHILIPS LIGHTING. (2019). Advantages of SMD over DIP LEDs, adresse : <http://www.lighting.philips.com/main/support/purchase/installer/support/technical-faqs/advantages-of-SMD-over-DIP-LEDs> (visité le 16/01/2019).
- [69] A. A. KRUIHOF, « Tubular Luminescence lamps for general illumination », *Philips Technical Review*, t. 6, n° 3, p. 65-96, 1941.
- [70] F. VIÉNOT, M. L. DURAND et E. MAHLER, « Kruithof's rule revisited using LED illumination », *Journal of Modern Optics*, t. 56, n° 13, p. 1433-1446, 2009.

- [71] M. T. SAJJAD, P. P. MANOUSIADIS, C. OROFINO et al., « Fluorescent Red-Emitting BODIPY Oligofluorene Star-Shaped Molecules as a Color Converter Material for Visible Light Communications », *Advanced Optical Materials*, t. 3, p. 536-540, 2016.
- [72] H. CHUN, P. MANOUSIADIS, S. RAJBHANDARI et al., « Visible Light Communication Using a Blue GaN μ LED and Fluorescent Polymer Color Converter », *IEEE Photonics Technology Letters*, t. 26, n° 20, p. 2035-2038, 2014.
- [73] I. DURSUN, C. SHEN, M. R. PARIDA et al., « Perovskite Nanocrystals as a Color Converter for Visible Light Communication », *ACS Photonics*, t. 3, p. 1150-1156, 2016.
- [74] HAMAMATSU PHOTONICS, *APD modules C12702 series*, APD C12702-12 datasheet, 2017.
- [75] W. SHOCKLEY, « The Theory of p-n Junctions in Semiconductors and p-n Junction Transistors », *Bell System Technical Journal*, t. 28, p. 435-489, 3 1949.
- [76] M. GREEN, E. DUNLOP, D. LEVI et al., « Solar cell efficiency tables (version 54) », *Progress in Photovoltaics : Research and Applications*, t. 27, p. 565-575, 1 2019.
- [77] F. HAASE, C. HOLLEMANN, S. SCHÄFER et al., « Laser contact openings for local poly-Si-metal contacts enabling 26.1% efficient POLO-IBC solar cells », *Solar Energy Materials and Solar Cells*, t. 186, p. 184-193, 2018.
- [78] T. MATSUI, A. BIDIVILLE, K. MAEJIMA et al., « High-efficiency amorphous silicon solar cells : Impact of deposition rate on metastability », *Applied Physics Letters*, t. 106, n° 053901, p. 1-5, 2015.
- [79] M. NAKAMURA, K. YAMAGUCHI, Y. KIMOTO et al., « Cd-free Cu (In,Ga)(Se,S)₂ thin-film solar cell with a new world record efficacy of 23.35% », *46th IEEE PVSC, Chicago, IL*, 2019.
- [80] M. HOSOYA, H. OOOKA, T. GOTANDA et al., « Organic thin film photovoltaic modules », *Proceedings of the 93rd Annual Meeting of the Chemical Society of Japan*, p. 2236-2238, 2013.
- [81] LE MANS MÉTROPOLE. (2019). La Fabrique - rêves de ville, adresse : <http://www.lemansmetropole.fr/lafabrique/> (visité le 17/10/2019).
- [82] M. KIELAR, O. DHEZ, G. PECASTAINGS et al., « Long-Term Stable Organics Photodetectors with Ultra Low Dark Currents for High Detectivity Applications », *Scientific Reports*, t. 6, n° 39201, p. 1-11, 2016.
- [83] A. MANOR, E. KATZ, T. TROMHOLT et al., « Enhancing functionality of ZnO hole blocking layer in organic photovoltaics », *Solar Energy Materials & Solar Cells*, t. 98, p. 491-493, 2012.
- [84] R. RSULLIVAN, *Shadow effects on a series-parallel array of solar cells*. NASA Technical Report, Goddard Space Flight Center, Greenbelt, Maryland, United State, 1965.
- [85] J. HOFER, A. GROENEWOLT, P. JAYATHISSA et al., « Parametric analysis and systems design of dynamic photovoltaic shading modules », *Energy Science and Engineering*, t. 4, n° 2, p. 134-152, 2016.
- [86] N. LORRIÈRE, G. CHABRIEL, J. BARRÈRE et al., « LiFi Reception from Organic Photovoltaic Modules Subject to Additional DC Illuminations and Shading Effects », *Proceedings of the 2nd Global LiFi Congress (GLC 2019)*, p. 1-5, 2019.
- [87] H. MATHIEU et H. FANET, *Physique des semiconducteurs et des composants électroniques*, 6^e éd. Dunod, 2009.
- [88] C. KITTEL, *Solid State Physics*, 8^e éd. John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [89] E. SCHRÖDINGER, « An undulatory theory of the mechanics of atoms and molecules », *The Physical Review*, t. 28, n° 6, p. 1049-1070, 1926.

- [90] WIKIPEDIA. (2018). Bragg's law, adresse : https://en.wikipedia.org/wiki/Bragg's_law (visité le 12/04/2019).
- [91] S. BLOOM, G. HARBEKE, E. MEIER et al., « Band Structure and Reflectivity of GaN », *Physica Status Solidi (b)*, t. 66, p. 161-168, 1 1974.
- [92] W. H. STREHLOW et E. L. COOK, « Compilation of Energy Band Gaps in Elemental and Binary Compound Semiconductors and Insulators », *Journal of Physical Chemistry*, t. 2, n° 1, p. 163-199, 1973.
- [93] T. D. VEAL, I. MAHBOOB, L. F. J. PIPER et al., « Indium nitride : Evidence of electron accumulation », *Journal of Vacuum Science & Technology B : Microelectronics and Nanometer Structures*, t. 22, n° 4, p. 2175-2178, 2004.
- [94] R. AHUJA, A. FERREIRA DA SILVA, C. PERSSON et al., « Optical properties of 4H-SiC », *Journal of Applied Physics*, t. 91, n° 4, p. 2099-2103, 2002.
- [95] F. OLIVIER, « Etude des caractéristiques électro-optiques de micro-LED GaN pour application aux micro-écrans haute luminance », thèse de doct., Laboratoire LCV et LCEM du CEA LETI, 2018.
- [96] S. SZE, *Physics of semiconductor devices*, 3^e éd. John Wiley & Sons, Inc, 2007.
- [97] K. SEEGER, *Semiconductor physics*, 9^e éd. Springer-Verlag, 2004.

ANNEXES

A	Notions de débit	191
B	Liste des équipements du banc et caractéristiques	193
C	Démonstration de l'orthogonalité des sous-porteuses	199
D	Évolution du logiciel du banc	201
E	Principe de fonctionnement d'une LED	203
F	Caractéristique $I(V)$ théorique d'une cellule PV	211
G	Construction d'un biasT « low cost »	215



Notions de débit

Cette annexe a pour but de donner des ordres de grandeur des débits pour les réseaux actuels et des temps de transfert induits.

Génération	Norme	Déploiement en France	Débit max théorique (bit/s)
1G	Radiocom 2000	1986	9 600
2G	GPRS	2001	40 000
	EDGE	2003	100 000
3G	UTMS	2004	384 000
	HSDPA (H)	2006	14 400 000
	HSPA+ (H+)	2010	42 000 000
4G	LTE (4G)	2013	150 000 000
	LTE Advanced (4G+)	2014	1 200 000 000

Table A.1 – Évolution des générations de réseaux mobiles

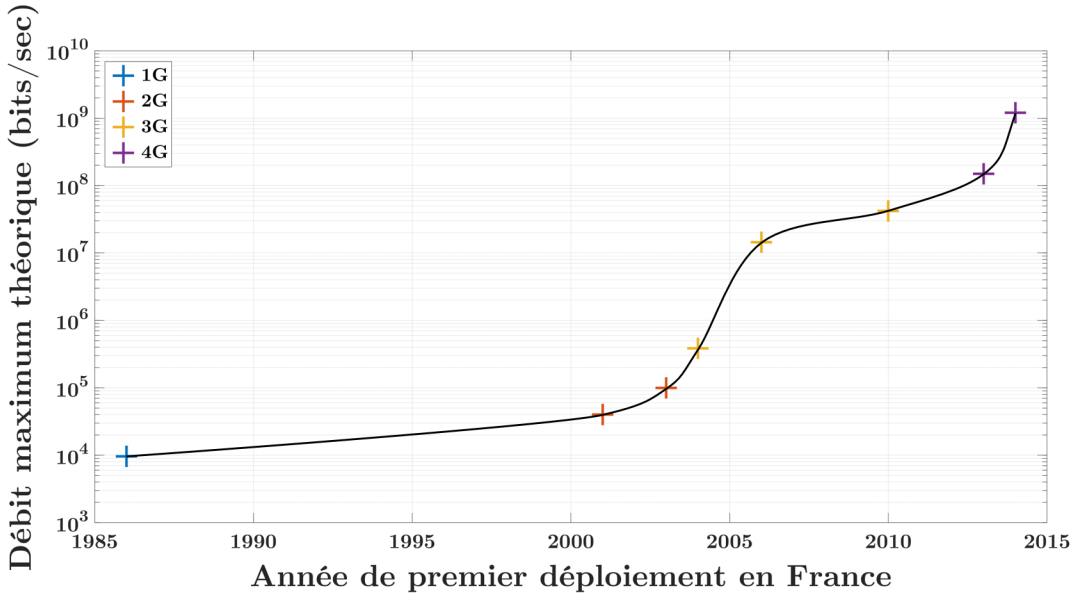


Figure A.1 – Évolution des générations de réseaux mobiles

Les débits annoncés dans le tableau A.1 et la figure A.1 sont obtenus en condition de laboratoire de recherche. En condition réelle d'utilisation, les débits atteints sont amplement réduits compte tenu des perturbations environnementales fluctuantes. En guise d'exemple, pour la 4G+ annoncée à 1,2 Gbps en laboratoire, en condition réelle d'utilisation on dépassera très rarement 40 Mbps. Ce qui est encore inférieur au débit maximum (et réel) du WiFi car ce dernier, parcourant moins de distance est moins soumis aux perturbations.

La figure A.2 donne une estimation des temps nécessaires au téléchargement de fichiers types avec une connexion maximale « WiFi une bande » de 54 Mbps.

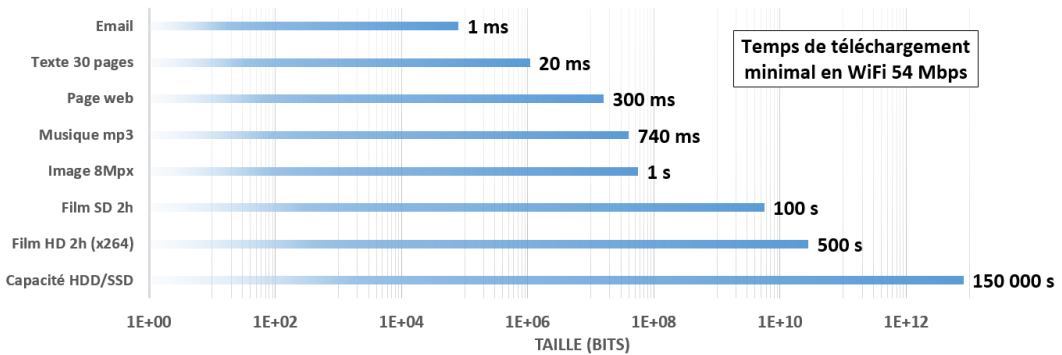


Figure A.2 – Durée de téléchargement de fichiers types



Liste des équipements du banc et caractéristiques

— **Logiciel propriétaire** (développé sous Matlab sur ordinateur HP Z800 Workstation)

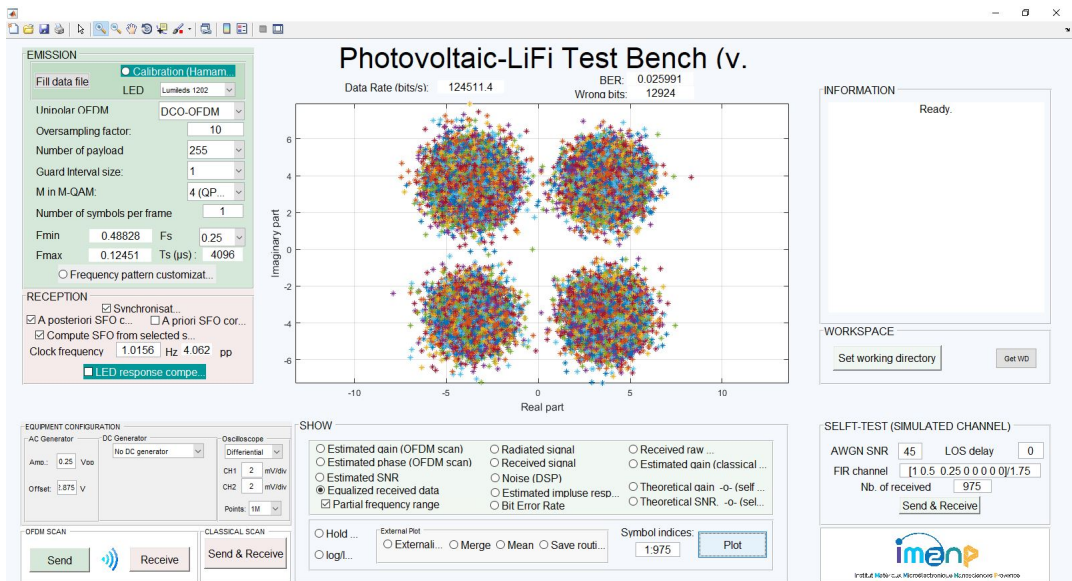


Figure B.1 – Interface Homme-Machine (IHM) du logiciel développé

Caractéristiques principales :

- Nombre de sous-porteuses : 31 → 255
- Suréchantillonnage : 1 → (∞)
- QAM Map : 2 → 16 points
- Intervalle de garde : 0 → 1
- Fréquence d'échantillonnage : 2,5 kHz → 2500 MHz

— **Tektronix AFG3021** : Générateur de fonctions arbitraires, cet appareil permet de transformer le signal numérique, créé par le logiciel, en un signal analogique et de l'envoyer avec la période et les niveaux de tensions souhaités



Figure B.2 – Tektronix AFG3000

Caractéristiques principales :

- Fréquence maximale d'envoi de la fonction sinus : 25 MHz
- Taille de la mémoire (fonction aléatoire) : 128 k points
- Taux d'échantillonnage : 250 MS/s
- Résolution verticale : 14 bits
- Amplitude de tension : 10 Vpp sous 50 Ω
- Temps de montée : < 14 ns

— **Keithley 2440 Sourcemeter** : un sourcemètre est un appareil ayant à la fois la fonction de générateur de tension ou courant et possédant une fonctionnalité de mesure simultanée du courant et de la tension. Cet appareil sert à générer un courant suffisant à polariser la LED émettrice



Figure B.3 – Keithley 2440

Caractéristiques principales :

- Tension maximale : 40V
- Courant maximal : 5A
- Puissance maximale : 50W
- Résolution de mesure courant : 10pA
- Résolution de mesure tension : 100nV

- **Tektronix BiasTee 5580** : Un Té de polarisation est un dispositif passif composé principalement d'une inductance et d'une capacité permettant de coupler un signal alternatif avec une composante continue (ou bien séparer les deux signaux précédents)

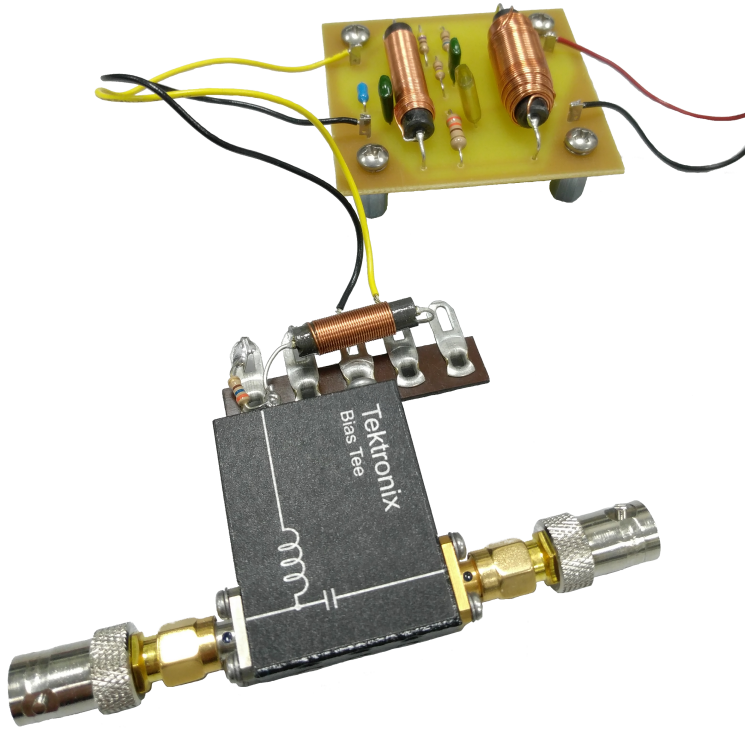


Figure B.4 – Tektronix BiasT PSPL5580

Caractéristiques principales :

- Fréquence minimale de fonctionnement (-3dB) : 10kHz
- Fréquence maximale de fonctionnement (-3dB) : 15GHz
- Temps de montée : 28 ps
- Tension DC maximale : 50 V
- Courant DC maximal : 2 A

- **Philips Lumileds** : Différentes LED sont utilisées pour transmettre le signal afin de couvrir une large gamme d'éclairement



Figure B.5 – LED Philips Lumileds utilisées

Caractéristiques principales :

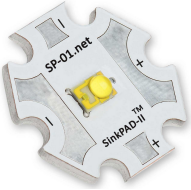


Photo de la LED			
Référence	Luxeon Rebel PLUS LX18-P140-Y	Luxeon CoB Core Range (Gen 3) L2C5- 40901202E0900	Luxeon CoB Core Range (Gen 3) L2C5- 40901211E1900
Température de couleur (K)	3985	4000	4000
CRI minimum	80	90	90
Flux lumineux (lm)	90	858	5358
Efficacité lumineuse (lm/W)	107	124	129
Courant de test (nominal) (mA)	350	200	1200
Tension maximale imposée (V)	2,76	37,5	37,5
Courant maximum (mA)	1000	400	2400
Puissance maximale (W)	2,76	15	90

Table B.1 – Caractéristiques des LED utilisées

- **Cascade Microtech DCP105 500nm** : Ces pointes ont été choisies pour leur capacité à fonctionner à hautes fréquences (150MHz), elles permettent d'effectuer une reprise de contact similaire sur tous les modules PV

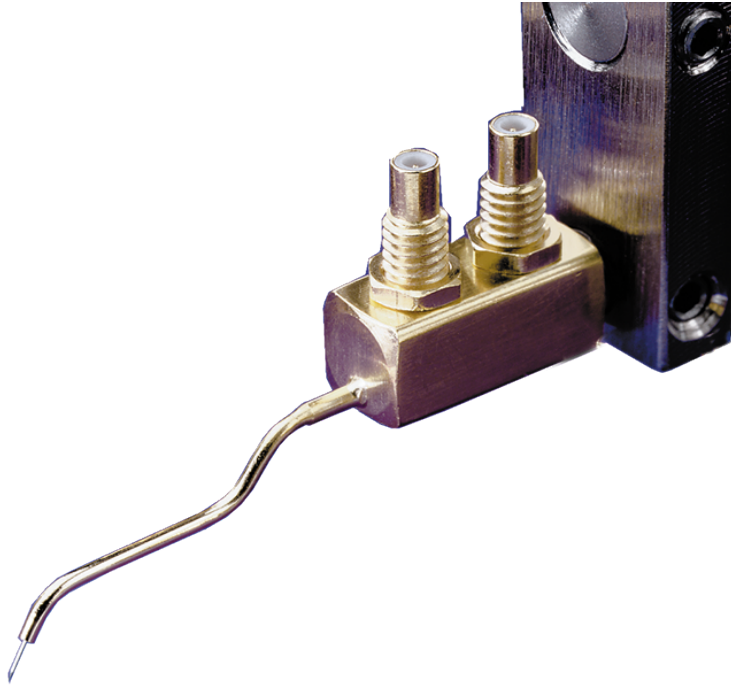


Figure B.6 – Cascade Microtech DCP100

Caractéristiques principales :

- Tension de rupture : 500 V
- Résistance d'isolation : $>10^{13} \Omega$
- Fréquence maximale de fonctionnement (-3dB) : 150 MHz
- Diamètre de la pointe : 500 nm
- Positionneur : Cascade Microtech DCM205 (ou DPP205)

— **Tektronix MDO3034** : Cet oscilloscope numérique a été choisi pour son échantillonnage élevé (2,5 GS/s) et sa capacité d'analyse (filtre passe-bas sur les entrées, fonction Math rapide,...). Les pointes connectées à ses entrées lui permettent de relever les variations de tension en circuit ouvert du module PV, correspondant donc à la variation lumineuse de la LED émettrice. Ces données sont ensuite redirigées au logiciel qui analyse les différences entre le signal envoyé à la LED et le signal observé par le module PV.

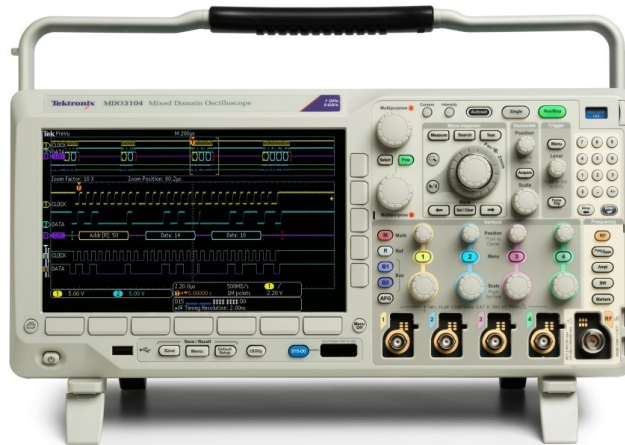


Figure B.7 – Tektronix MDO3000

Caractéristiques principales :

- Nombres d'entrées : 4 voies + 1 voie RF (mode analyseur de spectre jusqu'à 3GHz)
- Fréquence d'échantillonnage : 2,5 GS/s
- Longueur d'enregistrement : 10 Mpoints (nb de points affichés sur l'écran \equiv nb de points max enregistrés en mémoire RAM)
- Fréquence maximale de fonctionnement : 350MHz
- Temps de montée : 1,14 ns
- Sensibilité minimale : 1mV/div
- Résolution verticale : 8 bits (11 bits en mode HiRes)
- Tension maximale d'entrée : 300 V (pic à 425 V max)
- Bruit des voies : 0,169 mV (calibre 1 mV/div) ou 1,97 mV (calibre 100 mV/div)



Démonstration de l'orthogonalité des sous-porteuses

On part de l'équation (5.3) représentant le signal échantillonné :

$$s[n] = \frac{1}{2K} \sum_{k=-K}^{K-1} S^m[k] \exp(2i\pi \frac{kn}{2K}) \quad n = 0, \dots, 2K - 1.$$

La transformée de Fourier discrète en k' est donnée par :

$$S^m[k'] = \sum_{n=0}^{2K-1} \frac{1}{2K} \sum_{k=-K}^{K-1} S^m[k] \exp(2i\pi \frac{kn}{2K}) \exp(-2i\pi \frac{k'n}{2K})$$

Les variables k et n étant indépendantes, on peut inverser l'ordre d'intégration :

$$S^m[k'] = \frac{1}{2K} \sum_{k=-K}^{K-1} S^m[k] \sum_{n=0}^{2K-1} \exp \left[2i\pi \frac{n}{2K} (k - k') \right]$$

On sépare alors notre équation en 2 cas distincts :

$$S^m[k'] = \frac{1}{2K} \left[\underbrace{\sum_{k=k'}^{2K-1} S^m[k] \sum_{n=0}^{2K-1} \exp \left[2i\pi \frac{n}{2K} (k - k') \right]}_{S_1^m} + \underbrace{\sum_{k \neq k'} S^m[k] \sum_{n=0}^{2K-1} \exp \left[2i\pi \frac{n}{2K} (k - k') \right]}_{S_2^m} \right] \quad (\text{C.1})$$

Si $k = k'$:

$$S_1^m = S^m[k'] \underbrace{\sum_{n=0}^{2K-1} 1}_{=2K}$$

Soit :

$$S_1^m = 2K.S^m[k']$$

Si $k \neq k'$:

Rappel sur les sommes de séries géométriques :

$$S_2^m = \sum_{k \neq k'} S^m[k] \frac{1 - \exp \left[2i\pi n(k - k') \frac{2K-1+1}{2K} \right]}{1 - \exp \left(\frac{2i\pi n(k-k')}{2K} \right)} \quad \sum_{n=0}^N q^n = \frac{1 - q^{N+1}}{1 - q}$$

$(k - k')$ est toujours entier $\in \mathbb{Z}^*$ et on sait que $\exp 2i\pi x = 1 \forall x \in \mathbb{Z}$

On a donc :

$$S_2^m = S^m[k] \frac{1 - 1}{1 - \exp \left(\frac{2i\pi n(k-k')}{2K} \right)} = 0$$

Nb : l'exponentielle au dénominateur est toujours différente de 1.

Au final, en reprenant l'équation (C.1), on a donc :

$$\begin{aligned} S^m[k'] &= \frac{1}{2K} (2K \cdot S^m[k'] + 0) \\ &= S^m[k'] \end{aligned}$$

La condition d'orthogonalité est correctement vérifiée car à la fréquence k' , le signal correspondant à toutes les autres fréquences est annulé.



Évolution du logiciel du banc

Les principales évolutions du logiciel sont temporellement représentées sur le diagramme de la figure D.1.

Choix du spectre d'émission

Une des grandes problématiques du banc demeure dans l'influence des perturbations électromagnétiques environnantes. Ainsi, lorsque la mesure de la PSD du bruit détecte une perturbation importante sur certaines fréquences, la fonctionnalité de choix du spectre d'émission permet de répartir l'information sur toutes les autres sous-porteuses en ignorant celles qui vont être soumises à ces perturbations. Cette fonctionnalité est de moins en moins utilisée au fur et à mesure des améliorations matérielles anti-RF mais peut s'avérer utile lors du banc en configuration extérieure (cf. section 8.3).

Calcul du débit et taux d'erreur

Afin de définir un critère de performance quantifié et comparable avec le reste de la recherche, le domaine des télécommunications qualifie une transmission en terme de débit de transfert de l'information corrélée au taux de bits erronés. Le banc a donc rapidement été équipé de cette fonctionnalité. Cette fonctionnalité a été améliorée en juin 2018 pour effectuer une évolution fréquentielle du taux d'erreur.

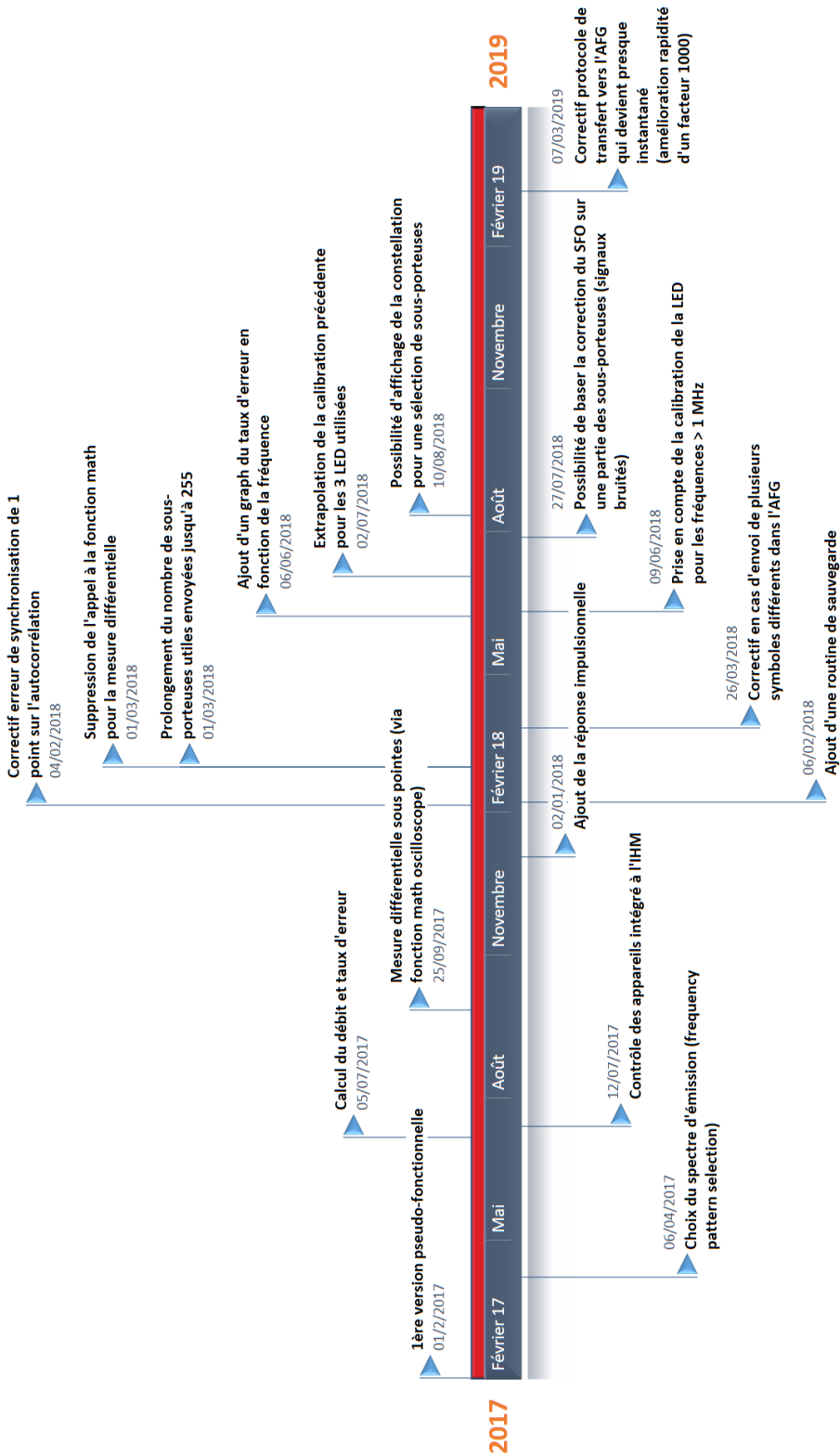


Figure D.1 – Diagramme évolution du logiciel du banc LiFi

Principe de fonctionnement d'une LED

Les diodes électroluminescentes (LED) sont des dispositifs semi-conducteurs permettant d'émettre des photons à partir d'une énergie apportée sous forme de chaleur ou électriquement. Cette annexe a pour but de décrire brièvement l'origine de ce phénomène avec une approche davantage descriptive que parfaitement rigoureuse. Ces explications sont principalement issues des livres de Mathieu [87] et de Kittel [88] dans lesquels les détails de ces processus sont explicités.

Dans un solide cristallin, les atomes sont arrangés selon une répétition d'un motif qui permet de se placer dans l'état de plus basse énergie.

Par exemple, on retrouve fréquemment des arrangements tels que le cubique centré ou faces centrées et hexagonal compact. On nomme cela les réseaux de Bravais, au nombre de 14 différents, tous basés sur les 7 systèmes cristallins primitifs.

Cependant, des atomes de plus petites tailles que ceux composant le système primitif peuvent s'insérer dans les interstices laissés par l'arrangement concerné. Ainsi, les interstices forment des octaèdres (sites octaédriques) ou des tétraèdres (sites tétraédriques) selon la taille de l'atome inséré.

Ainsi, nous prendrons l'exemple du Nitrure de Gallium (GaN) qui compose les LED « grand public » actuelles ainsi que celles utilisées lors de cette étude.

La structure cristallin du GaN est donnée sur la figure E.1. On observe que les ions Ga^{3+} sont arrangés en hexagonal compact tandis que les ions N^{3-} emplissent les sites tétraédriques résultants.

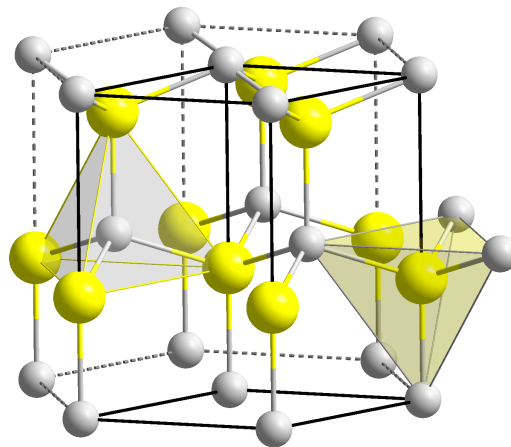


Figure E.1 – Structure Wurtzite du Nitrure de Gallium

Le motif infinitésimal de la figure E.1 est répété de proche en proche pour tout le volume du cristal. Cette répétition périodique peut donc être définie dans un repère fréquentiel avec, dans chaque direction considérée, une fréquence d'apparition des ions Ga^{3+} et N^{3-} . En cristallographie, ce domaine fréquentiel est nommé réseau réciproque. Il est défini tel que sur la figure E.2.

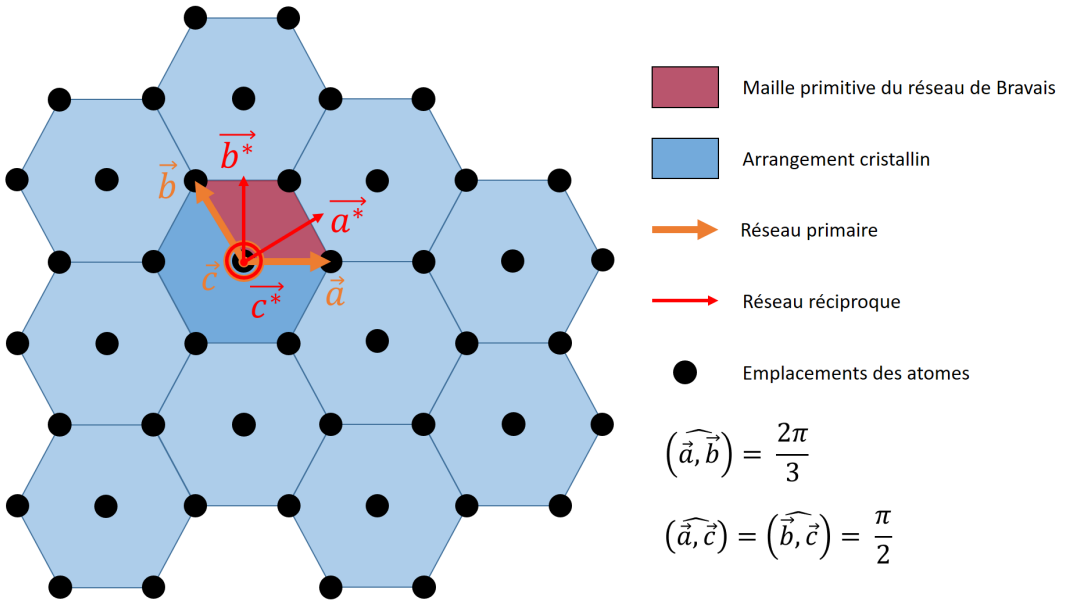


Figure E.2 – Construction du réseau réciproque d'un arrangement hexagonal compact

Le réseau réciproque est généré à partir du réseau primaire en suivant les équations suivantes :

$$\vec{a}^* = \frac{1}{V}(\vec{b} \wedge \vec{c})$$

$$\vec{b}^* = \frac{1}{V}(\vec{c} \wedge \vec{a})$$

$$\vec{c}^* = \frac{1}{V}(\vec{a} \wedge \vec{b})$$

Avec V le volume défini par la maille primitive

$$\|\vec{a}\| = \|\vec{b}\| = 2R$$

$$\|\vec{c}\| = 4R\sqrt{\frac{2}{3}}$$

$$V = 16R\sqrt{\frac{2}{3}}$$

Avec R le rayon atomique des molécules concernées

Pour conserver la condition de périodicité dans les calculs, nous effectuerons tout le reste de l'étude sur le réseau réciproque établi.

Le diagramme des bandes d'énergie est la représentation des fonctions d'ondes des électrons qui gravitent autour de nos atomes. Ces fonctions d'ondes sont régies par l'équation de Schrödinger [89] :

$$H\Psi = E\Psi$$

$$H = -\frac{\hbar^2}{2m}\Delta + V$$

Avec :

- H : opérateur hamiltonien
- Ψ : Fonction d'onde de la particule
- E : Énergie de la particule
- \hbar : constante de Plank réduite $\hbar = \frac{h}{2\pi}$
- m : masse de la particule
- Δ : laplacien vectoriel de l'observable position
- V : énergie potentielle appliquée à la particule

Ainsi, les états physiquement accessibles de la fonction d'onde sont ceux pour lesquels l'hamiltonien est diagonalisable. Les valeurs propres de cet hamiltonien peuvent être des valeurs quantifiées, donnant ainsi lieu à un spectre de raies ou bien un ensemble continu de valeurs, définissant un spectre large bande.

En prenant l'hypothèse d'électrons libres ($V = 0$), les états d'énergie disponibles sont :

$$E = \frac{\hbar^2}{2m}k^2$$

Avec k le vecteur d'onde $k = \frac{2\pi}{\lambda}$

L'énergie de l'électron libre correspond donc à une fonction de type parabole en fonction du vecteur k .

Cependant, l'électron n'est pas libre mais dans un cristal (le terme d'énergie potentielle V est différent de zéro). Pour définir les états inaccessibles, on introduit la réflexion de Bragg.

La condition de Bragg définit la réflexion d'une onde sur une structure périodique. Pour qu'il y ait réflexion, il est nécessaire d'avoir un couplage non destructif entre les ondes arrivant sur la première couche atomique et celles incidentes aux couches plus profondes (cf. figure E.3)

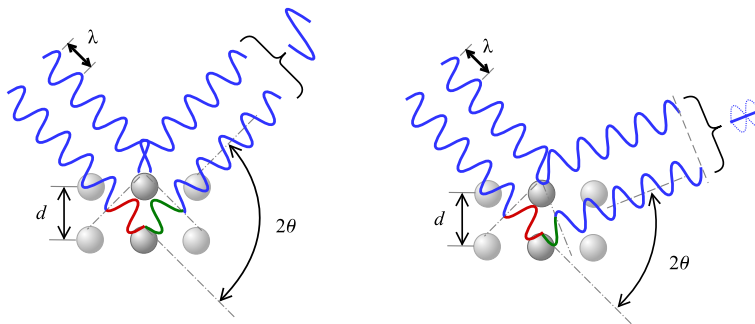


Figure E.3 – Illustration de la condition de Bragg [90]

On peut donc définir la condition pour laquelle on obtient une réflexion par la différence de chemin optique qui doit être un facteur entier de la longueur d'onde.

On a donc une condition de Bragg :

$$2d\sin(\theta) = n\lambda, \quad n \text{ entier}$$

Pour simplifier le calcul de notre cas, on va considérer ici uniquement une direction de propagation des électrons dans le réseau réciproque. En effet, on va décrire la fonction d'onde sur un plan 1D défini par l'une des trois directions similaires décrites sur la figure E.4. Pour une étude complète, il faut prendre en compte les autres directions basées sur les nœuds plus éloignés.

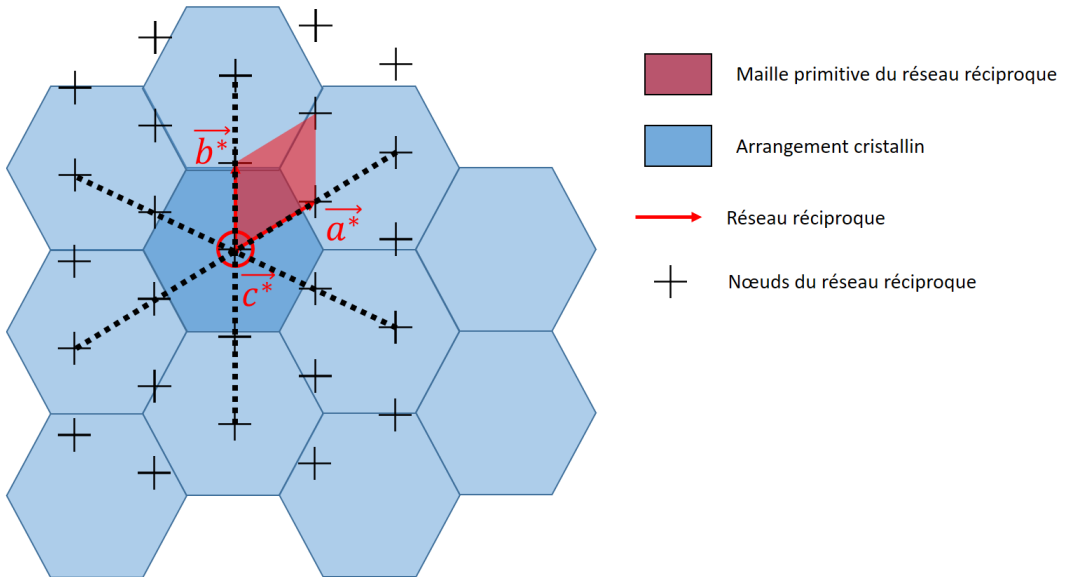


Figure E.4 – Mise en évidence des directions de symétrie du réseau réciproque d'un arrangement hexagonal compact

On a donc une périodicité des nœuds du réseau réciproque telle qu'elle est représentée sur la figure E.5.



Figure E.5 – Périodicité du réseau réciproque selon une direction du vecteur d'onde

Sur chacun de ces nœuds, si on considère l'hypothèse d'un électron libre, les états d'énergies disponibles forment une parabole illustrée sur la figure E.6.

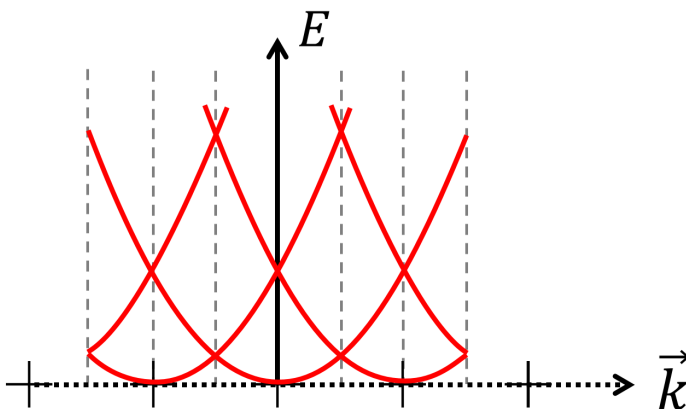


Figure E.6 – Énergie des électrons en considérant une hypothèse d'électron libre

On observe un schéma récurrent sur la figure E.6 permettant de restreindre l'analyse sur une seule distance inter-nœuds (appelée aussi première zone de Brillouin et définissable jusqu'en 3D). On considère également les réflexions de Bragg dues à la présence du réseau cristallin ce qui provoque une « ouverture de gap » qui apparaît sur les paraboles précédentes (cf. figure E.7).

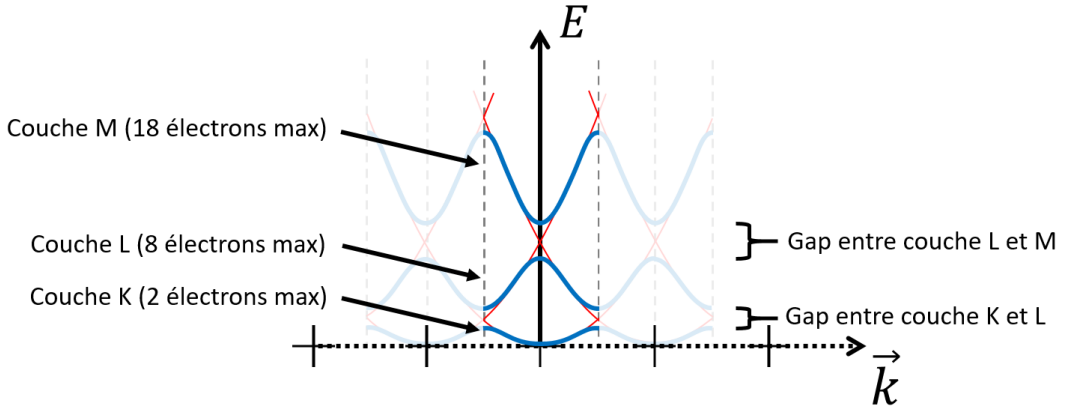


Figure E.7 – Énergie des électrons en considérant une hypothèse d'électron presque libre (confiné au volume du cristal)

Cela donne ainsi le diagramme des bandes d'énergie dans une direction du réseau réciproque. Le diagramme complet, selon toutes les directions du réseau réciproque, inclut donc la possibilité qu'un électron associé à une direction passe sur une autre en faisant vibrer le cristal (émission d'un phonon).

La structure de bande complète pour le nitrure de gallium est observable sur la figure E.8. En considérant la grande quantité d'atomes constituant le cristal, on néglige la possibilité qu'un atome se voit attribuer plusieurs électrons métastables dans ses couches de conduction. Ainsi, on peut considérer le passage à la représentation simplifiée de la figure E.8.

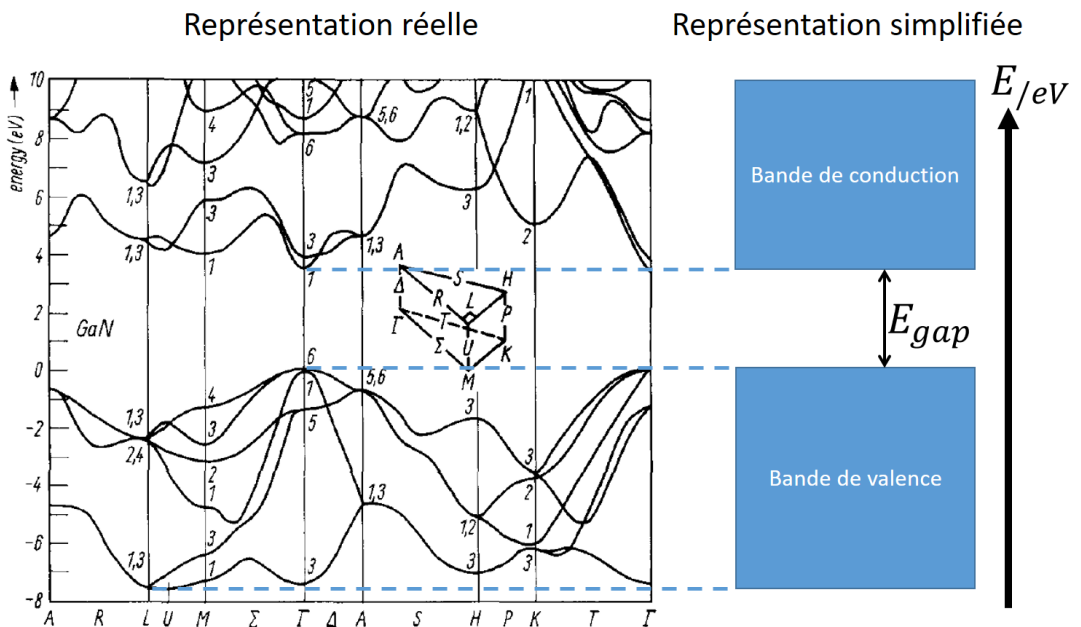
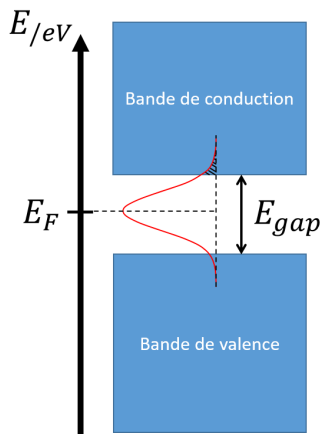


Figure E.8 – Structure de bande complète du GaN [91]

Selon le remplissage des bandes et l'ouverture énergétique du gap, on peut définir 3 types de comportements :

- Conducteur : Les fonctions d'ondes accessibles dans la bande de valence ne sont pas toutes utilisées. Un électron peut donc participer à la conduction dès un très faible apport énergétique (la température ambiante suffit),
- Semi-conducteur : La bande de valence est complète et la taille du gap est inférieure à 4 eV. Un apport énergétique tel qu'un photon ou un grand apport thermique peut suffire à faire franchir la bande interdite pour quelques électrons qui participeront donc à la conduction dans la bande de conduction,
- Isolant : La bande de valence est complète et la taille du gap est supérieure à 4 eV. Peu importe l'énergie que l'on transmet au matériau, seule une quantité très faible d'électrons arrivera à passer le gap et la conductivité du matériau restera très faible.

Remarque : On définit un gap « direct » lorsque le maxima de la bande de valence est selon la même direction que le minima de la bande de conduction (tel que sur la figure E.8). Dans le cas contraire on définira un gap « indirect » et un apport d'énergie supplémentaire sous forme de phonon (vibration du réseau soit une dissipation thermique) sera nécessaire. Les dispositifs les plus efficaces sont donc les semi-conducteurs à gap direct.



Dans le cas d'un semi-conducteur, on définit l'apport moyen dans le cristal sur l'échelle des énergies, on nomme le niveau de Fermi E_F . La probabilité de présence d'un électron dans la bande de conduction suit alors une statistique gaussienne telle que définie sur la figure E.9. Ainsi, le taux d'électron participant à la conduction est proportionnel à la portion surfacique de cette gaussienne incluse dans la bande de conduction. L'autre partie des électrons n'ayant pas suffisamment d'énergie pour passer le gap reste dans la bande de valence.

Figure E.9 – Remplissage de la bande de conduction selon une probabilité gaussienne

Les électrons qui ont réussi à se libérer de l'attraction de leur atome pour être libres dans le cristal vont être captés par d'autres atomes. Ce processus leur permet de revenir à un état de plus basse énergie. Le surplus d'énergie peut se dissiper de manière non-radiative en émettant un phonon ou bien radiative donc en émettant un photon comme cela est démontré sur la figure E.10. C'est ce dernier cas qui permet l'émission de lumière par une LED.

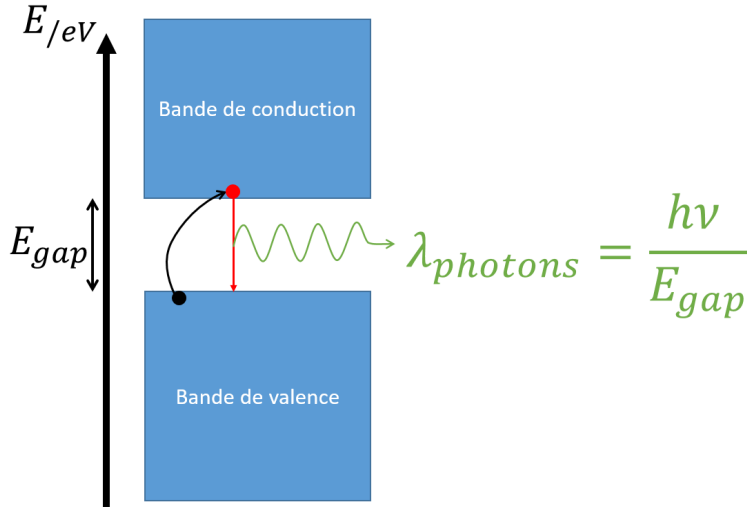


Figure E.10 – Émission de photons de longueur d’onde correspondante au gap

Comme décrit sur la figure E.10, on peut choisir la longueur d’onde d’émission de la LED en fonction de la largeur du gap. Ainsi, le tableau E.1 donne les différents matériaux pour les LED actuelles, leur gap et la longueur d’onde de leur pic d’émission. Les valeurs de gap sont issues de la review [92], seuls les gaps des matériaux InN et 4H-SiC ont été corrigés récemment et ont donc leurs citations propres.

Matériau	Type de gap	Gap à 300 K (eV)	Longueur d’onde (nm)	Matériau	Type de gap	Gap à 300 K (eV)	Longueur d’onde (nm)
InSb	Direct	0,17	7293	ZnTe	Direct	2,25	551
InAs	Direct	0,33	3757	CdO	Direct	2,3	539
InN	Direct	0,65 [93]	1907	SiC(3C)	Indirect	2,39	519
Ge	Indirect	0,67	1851	CdS	Direct	2,41	514
GaSb	Direct	0,73	1698	AlP	Indirect	2,45	506
Si	Indirect	1,12	1107	ZnSe	Direct	2,80	443
InP	Direct	1,34	925	SiC(6H)	Indirect	2,86	434
GaAs	Direct	1,42	873	SiC(4H)	Indirect	3,23 [94]	373
CdTe	Direct	1,52	816	ZnO	Direct	3,35	370
AlSb	Indirect	1,62	765	GaN	Direct	3,39	366
CdSe	Direct	1,71	725	ZnS	Direct	3,68	337
AlAs	Indirect	2,10	590	C	Indirect	5,47	227
GaP	Indirect	2,22	558	AlN	Direct	5,90	210

Table E.1 – Liste de matériaux utilisés pour les LED

La création de cristaux GaN de bonne qualité fin 1980 début 1990 montre donc pour la première fois qu’un matériau à grand gap est utilisable pour l’émission de photons. Seulement ce gap est trop grand pour une émission dans le visible, différents alliages de GaN sont donc utilisés pour modifier la longueur d’onde d’émission, le plus répandu étant l’indium.

Ainsi, en faisant varier la concentration d’indium, le gap du $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ peut varier de 3,39 eV (ultraviolet) pour le GaN à 0,65 eV (infrarouge) pour le InN. Le ratio généralement utilisé par les fabricants de LED blanches aujourd’hui est de l’ordre de $x = 0,15$ ce qui donne une émission à 440 nm [95].

Caractéristique I(V) théorique d'une cellule PV

Le modèle électrique est sur la figure F.1.

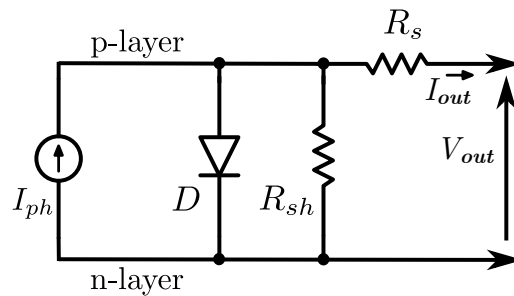


Figure F.1 – Schéma équivalent d'une cellule PV en statique (DC)

On a donc :

$$I_{ph} = I_d + I_{R_{sh}} + I \quad (\text{F.1})$$

Détermination de I_d :

L'étude des courants dans la diode est issue de [87], [88], [96], [97].

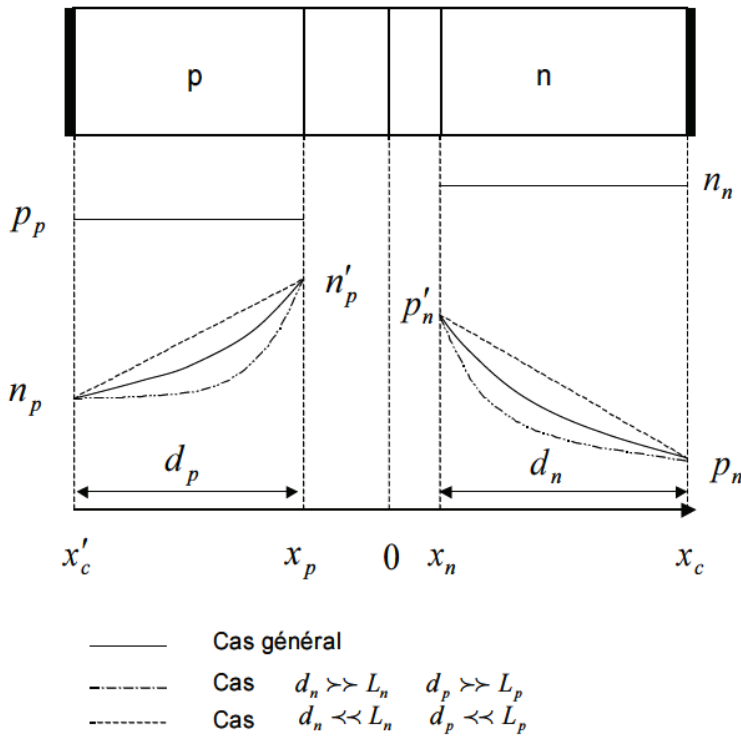


Figure F.2 – Représentation d'une jonction PN [Mathieu]

Dans une jonction PN considérée comme sur la figure F.2, la distribution des trous dans la région n et des électrons dans la région p est donnée par :

$$\begin{cases} p - p_n = \frac{p_n}{sh\left(\frac{d_n}{L_p}\right)} \left[\exp\left(\frac{qV_d}{kT}\right) - 1 \right] sh\left(\frac{x_c - x}{L_p}\right) \\ n - n_p = \frac{n_p}{sh\left(\frac{d_p}{L_n}\right)} \left[\exp\left(\frac{qV_d}{kT}\right) - 1 \right] sh\left(\frac{x - x'_c}{L_n}\right) \end{cases}$$

Les courants de porteurs minoritaires p et n sont définis pour toute abscisse x par :

$$\begin{cases} j_p(x) = -qD_p \frac{dp}{dx} \\ j_n(x) = -qD_n \frac{dn}{dx} \end{cases}$$

Soit :

$$\begin{cases} j_p(x) = \frac{qn_i^2 D_p}{N_a L_p sh\left(\frac{d_n}{L_p}\right)} \left[\exp\left(\frac{qV_d}{kT}\right) - 1 \right] ch\left(\frac{x_c - x}{L_p}\right) \\ j_n(x) = \frac{qp_i^2 D_n}{N_a L_n sh\left(\frac{d_p}{L_n}\right)} \left[\exp\left(\frac{qV_d}{kT}\right) - 1 \right] ch\left(\frac{x - x'_c}{L_n}\right) \end{cases}$$

En considérant uniquement les porteurs minoritaires récoltés aux électrodes (en x_c et x'_c), on peut approximer les sinus hyperboliques de l'équation ci-dessus en négligeant les distances aux électrodes par rapport aux longueurs de diffusion ($d_n \ll L_p$ et $d_p \ll L_n$). Alors $sh(d_n) \approx d_n$ et $sh(d_p) \approx d_p$:

$$\begin{cases} j_p(x_c) = \frac{qn_i^2 D_p}{N_a d_n} \left[\exp\left(\frac{qV_d}{kT}\right) - 1 \right] \\ j_n(x'_c) = \frac{qp_i^2 D_n}{N_a d_p} \left[\exp\left(\frac{qV_d}{kT}\right) - 1 \right] \end{cases}$$

Le courant total I_d parcourant la diode est donc l'association des courants de trous et électrons au niveau des électrodes :

$$I_d = j_p(x_c) + j_n(x'_c) = I_0 \left[\exp\left(\frac{qV_d}{kT}\right) - 1 \right] \quad \text{avec : } I_0 = \frac{qn_i^2 D_p}{N_d d_n} + \frac{qn_i^2 D_n}{N_a d_p} \quad (\text{F.2})$$

En reprenant l'équation F.1 :

$$I = I_{ph} - I_d - I_{R_{sh}} \quad (\text{F.3})$$

$$I_{R_{sh}} = \frac{V_{R_{sh}}}{R_{sh}}$$

$$V_d = V_{R_{sh}} = V + IR_s$$

Soit :

$$I = I_{ph} - I_0 \left[\exp\left(\frac{qV_d}{kT}\right) - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_{sh}} \quad (\text{F.4})$$

Construction d'un biasT « low cost »

Ce BiasT est réalisé avec des composants standards (condensateur chimique et bobine de cuivre à noyau ferromagnétique) assemblés selon le schéma de la figure 8.5 de la sous-section 8.1.4. Les valeurs des composants sont de $80 \mu\text{F}$ pour le condensateur et $100 \mu\text{H}$ pour l'inductance.

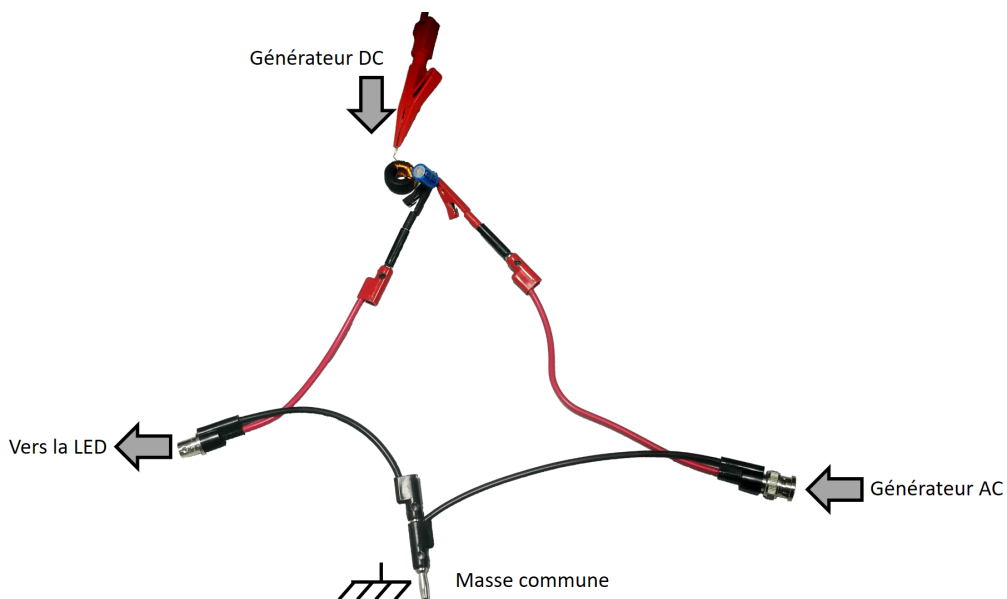


Figure G.1 – Photo du biasT Low cost basses fréquences

La réponse fréquentielle de ce BiasT est donnée sur la figure G.2 pour la configuration séparateur. Celle correspondant au biasT Tektronix a été mesurée et affichée ici à titre indicatif.

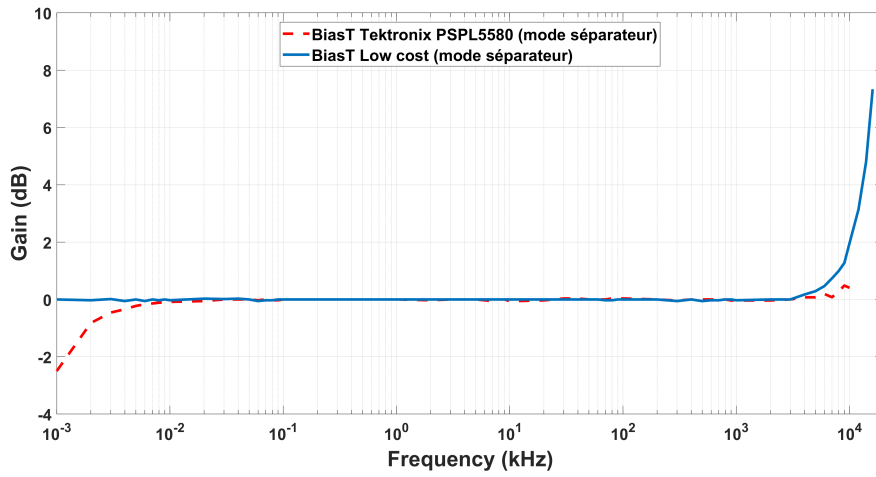


Figure G.2 – Réponse fréquentielle du biasT Low cost en configuration séparateur

Conférences et formations

Articles parus dans des journaux scientifiques à comité de lecture

N.Lorrière, E.Bialic, M. Pasquinelli, G. Chabriel, J. Barrère, L.Escoubas, J.J. Simon « An OFDM Testbed for LiFi Performance Characterization of Photovoltaic Modules », *Proceedings of the 1st Global LiFi Congress (GLC), Paris, France, 2018.*

N.Lorrière, G. Chabriel, J. Barrère, M. Pasquinelli, G. Pic, N. Vannieuwenhuyse, L. Escoubas, J.J. Simon « LiFi Reception from Organic Photovoltaic Modules Subject to Additional DC Illuminations and Shading Effects », *Proceedings of the 2nd Global LiFi Congress (GLC), Paris, France, 2019.*

N.Lorrière, N.Betrancourt, M. Pasquinelli, G. Chabriel, J. Barrère, L.Escoubas, J.L. Wu, V. Bermudez, C.M. Ruiz-Herrero, J.J. Simon « Photovoltaic Solar Cells for Outdoor Visible Light Communications », *Journal of Lightwave Technology, (Soumis).*

Communications Orales

N.Lorrière, M. Pasquinelli, G. Chabriel, J. Barrère, E.Bialic, L.Escoubas, J.J. Simon « Visible Light Communication (VLC) using Photovoltaic Solar Cells », *Nanotechnology and Next Generation High Efficiency Photovoltaics (NextGen), Palma de Mallorca, Espagne, 2017.*

E.Bialic, N.Lorrière, M. Pasquinelli, G. Chabriel, J. Barrère, L.Escoubas, J.J. Simon « Optical Communication & Passive optical Sensor », *5th IEEE Wireless for Space and Extreme Environments (WiSEE), Montréal, Canada, 2017.*

N.Lorrière, M. Pasquinelli, G. Chabriel, J. Barrère, E.Bialic, L.Escoubas, J.J. Simon « PV receptor for LiFi communication », *Journées Nationales du PhotoVoltaire (JNPV), Dourdan, France, 2017.*

N.Lorrière, M. Pasquinelli, J.J. Simon « Réception de communication par lumière visible via des modules photovoltaïques », *Séminaire recherche IUT, Aix-en-Provence, France, 2019.*

Poster

N.Lorrière, M. Pasquinelli, G. Chabriel, J. Barrère, E.Bialic, L.Escoubas, J.J. Simon « Performances LiFi de différentes technologies photovoltaïques », *Journées Nationales de l'Énergie Solaire (JNES)*, Perpignan, France, 2017.

N.Lorrière, M. Pasquinelli, G. Chabriel, J. Barrère, E.Bialic, L.Escoubas, J.J. Simon « Cellules solaires organiques : application à la communication LiFi », *2^{ème} congrès National Science et Technologie des Systèmes PI-Conjugués (SPIC)*, Limoges, France, 2017.

N.Lorrière, E.Bialic, M. Pasquinelli, G. Chabriel, J. Barrère, L.Escoubas, J.J. Simon « An OFDM Testbed for LiFi Performance Characterization of Photovoltaic Modules », *1st Global LiFi Congress (GLC)*, Paris, France, 2018.

N.Lorrière, M. Pasquinelli, G. Chabriel, J. Barrère, E.Bialic, L.Escoubas, J.J. Simon « Communication LiFi et réception par modules PV », *Congrès National de la Recherche en IUT (CNRIUT)*, Aix-en-Provence, France, 2018.

N.Lorrière, G. Chabriel, J. Barrère, M. Pasquinelli, G. Pic, N. Vannieuwenhuysse, L.Escoubas, J.J. Simon « LiFi Reception from Organic Photovoltaic Modules Subject to Additional DC Illuminations and Shading Effects », *2nd Global LiFi Congress (GLC)*, Paris, France, 2019.

Cellules photovoltaïques pour la récupération d'énergie et communication de données

Résumé :

L'invention des LED bleues de forte intensité en 1993 a permis une révolution générale de l'éclairage pour le grand public aussi bien que pour les commerces. Ces nouveaux dispositifs, proposent un rendement énergétique bien supérieur aux technologies commerciales précédentes, ce qui explique leur déploiement massif depuis la fin des années 2000.

Les matériaux semi-conducteurs composant les LED sont déjà utilisés dans le domaine de la microélectronique pour effectuer des fonctions logiques à hautes fréquences.

La technologie LiFi tend à cumuler ces deux propriétés en ajoutant une fonction de transmission d'information aux points d'éclairages existants. L'information est transmise en modulant l'intensité de la lumière à haute fréquence, bien au delà des capacités distinctives de l'œil. Cette technologie devrait subir un déploiement avec l'arrivée de l'Internet des Objets (IoT) qui apporte une grande demande de connections sans fil, incompatible avec les réseaux radiofréquences actuels.

Le travail présenté ici porte sur la réception de cette modulation lumineuse. Les récepteurs usuellement utilisés sont des photodiodes mais ces dernières imposent des contraintes d'éclairage et de consommation difficilement corrélables avec les impératifs de l'IoT. Ainsi, ces travaux étudient la possibilité de réception de la modulation LiFi par des cellules et modules photovoltaïques, dont les deux principales qualités restent les grandes dimensions du détecteur permettant une omnidirectionnalité de réception et une résistance à l'ombrage ainsi que le caractère passif de la détection.

Mots-clés : Communication numérique par lumière visible, light-fidelity (LiFi), photovoltaïque (PV), modulation DCO-OFDM, caractérisation fréquentielle

Application of solar cells for energy harvesting and data communication

Abstract:

The invention of high-intensity blue LED hit the market and the retail industry in 1993. It even brought a revolution in lighting history. These new devices significantly improved energy efficiency than ever before and led to their massive deployment since the end of the 2000s.

Semiconductor materials for LED devices are used in the microelectronics domain to implement high-frequency logic functions.

Light fidelity (LiFi) technologies combine illumination and communication capabilities by implanting information transmission function to existing lighting equipment. Information is transmitted by using intensity modulation of optical sources at high frequencies, far beyond the range of visual perception. LiFi is an enabling technology for the Internet of Things (IoT) systems. IoT requires a large number of wireless connections, so it is not compatible with existing radio-frequency networks.

This work is based on the reception of light modulation. Photodiodes are the mostly used receivers, however their constraints on lighting and consumption make it difficult to meet the requirements of the IoT. On the ground of this, this research is aimed at studying the possibility of receiving LiFi modulation by photovoltaic cells and modules due to their two main qualities: Passive detection and large dimensions (omnidirectional reception and shade resistance).

Keywords: Numerical visible light communication (VLC), light-fidelity (LiFi), photovoltaic (PV), DCO-OFDM modulation, frequency characterization

AIX-MARSEILLE UNIVERSITÉ

ÉCOLE DOCTORALE :

ED n° 353 - Sciences pour l'Ingénieur : Mécanique, Physique, Micro et Nanoélectronique
IUSTI bureau 333, 5 rue Enrico Fermi, 13453 Marseille cedex 13, France.

DISCIPLINES : Physique, Optique, Microélectronique, Traitement du signal