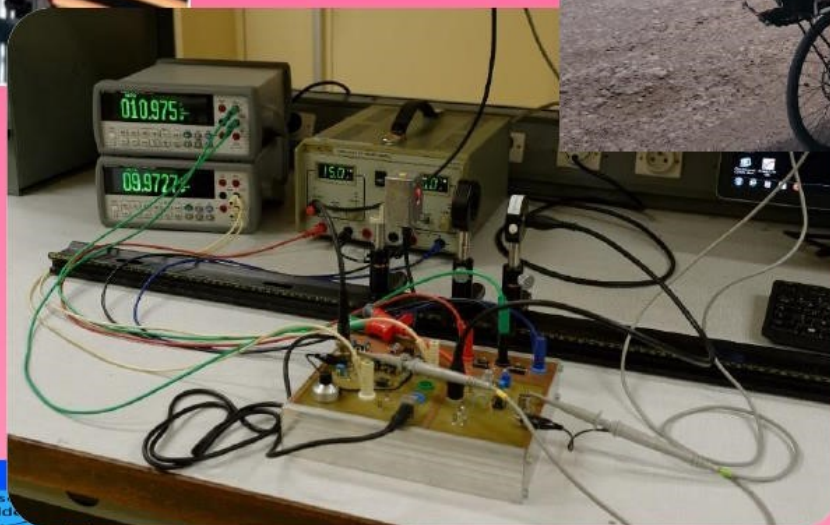


La Revue SEE



Ressource publiée sur Culture Sciences de l'Ingénieur : <https://eduscol.education.fr/sti/si-ens-paris-saclay>



*Fibres
optiques &
opto-
électronique*

Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE

ENSEIGNER L'ÉLECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE



Société de l'Électricité, de l'Électronique
et des Technologies de l'Information
et de la Communication

N°85 – Juillet 2016

3EI



Bienvenue	Abonnement et formulaires	Organisation	N° (papier)	N° (en ligne)	Articles / Auteurs	Journées 3EI
	Soumettre un article	Manifestations				



La Revue 3EI est un OUTIL DE COMMUNICATION du Cercle SI-01 (1) de la SEE.
La Revue 3EI est destinée aux professeurs ou industriels concernés par l'enseignement de l'électrotechnique et de l'électronique industrielle.

Les articles ont reçu l'agrément du Comité de Publication constitué d'enseignants, de chercheurs et d'industriels.

La Revue 3EI est une source de documentation précieuse dans le cadre de la formation continue des ingénieurs du domaine et permet:

- de diffuser des articles à caractères scientifique, technologique, pédagogique et historique (Histoire des Sciences) ;
- d'informer ses lecteurs sur la tenue de manifestations en rapport avec l'électrotechnique et l'électronique industrielle : conférences, journées d'études, salons, etc ;
- de faire de la publicité pour les matériels industriels ou pédagogiques en rapport avec l'enseignement de l'électrotechnique et de l'électronique industrielle.

Pour vous donner envie de vous abonner, nous avons mis en ligne quelques articles en accès public. Ne vous privez pas du plaisir de les lire!

Commission Paritaire 1217 G 78028. ISSN 1252-770X

(1) Cercle thématique SI-01: relation enseignement- industrie-recherche dans le domaine de l'Enseignement de l'Electrotechnique et de l'Electronique Industrielle ("3EI").

Bienvenue	Abonnement et formulaires	Organisation	N° (papier)	N° (en ligne)	Articles / Auteurs	Journées 3EI
	Soumettre un article	Manifestations				

Pour vous abonner en ligne, sélectionner la formule de votre choix. Vous pourrez régler par carte de crédit, chèque ou virement : suivez les instructions applicables au mode de règlement choisi.

Les membres SEE bénéficient de réductions, les prix affichés tiennent compte de votre situation lorsque vous êtes connecté.

Ceux qui n'ont pas la possibilité de souscrire en ligne peuvent utiliser le formulaire manuel. En cas de difficultés, appelez au 01 56 90 37 17

Abonnement 3EI 2016 spécial adhérents spécial

Qualité souscripteur : *

- Individuel, 36,00 €
- Collectif, 51,00 €

se connecter ou s'enregistrer pour commander.

Abonnement 3EI 2016

Abonnement papier, les membres SEE bénéficient d'une réduction. **Adhézrez à la SEE** à cette page

- Si vous êtes déjà membre et souscrivez l'abonnement avant le 1er janvier, pensez à renouveler en même temps votre adhésion pour bénéficier de plein droit de la réduction offerte.
- Un supplément est applicable aux abonnés hors Union Européenne.

- Individuel, 40,00 €
- Collectif, 57,00 €

se connecter ou s'enregistrer pour commander.

Accès en ligne 3EI Abonné Abonné

Accès en ligne à la 3EI réservé aux membres de la SEE bénéficient d'une réduction. **Adhézrez à la SEE** à cette page.

Vous ne pouvez souscrire à cet accès que si vous êtes abonné 3EI.

- Individuel, 6,00 €
- Collectif, 10,00 €

se connecter ou s'enregistrer pour commander.

Accès en ligne 3EI 2016 Abonné, Spécial adhérents Abonné, Spécial

Vous devez également vous abonner à la 3EI pour bénéficier de cet accès.

Qualité souscripteur : *

- Individuel, 5,00 €
- Collectif, 10,00 €

se connecter ou s'enregistrer pour commander.

Accès en ligne 3EI 1 an 1 an

Vous pouvez souscrire à l'abonnement électronique seul. Les membres SEE bénéficient d'une réduction. **Adhézrez à la SEE** à cette page

30,00 €

se connecter ou s'enregistrer pour commander.

3EI Abonnement 2016 Formulaire manuel



3EI Commande ancien numéros Formulaire manuel



3EI Commande DVD archives Formulaire manuel





La Revue 3EI
publication trimestrielle
de la SEE

SOCIÉTÉ de l'ELECTRICITE, de l'ELECTRONIQUE et des TECHNOLOGIES de l'INFORMATION et de la COMMUNICATION.

17, rue de l'Amiral Hamelin, PARIS 75783 CEDEX 16
Tél : 01 56 90 37 09 Fax : 01 56 90 37 19
site web : www.see.asso.fr

SEE, association reconnue d'utilité publique par le décret du 7 décembre 1886
Siret 785 393 232 00042, APE 9412 Z, n° d'identification FR 44 785 393 232

3EI : Enseigner l'Electrotechnique et l'Electronique Industrielle

<p>La Revue 3EI, Édition SEE, 17 rue de l'Amiral Hamelin 75783 PARIS Cedex 16</p> <p>Directeur de la publication François GERIN Président de la SEE</p> <p>Rédacteur en Chef Franck LE GALL</p> <p>Adresser les propositions d'article à : revue3ei@gmail.com ou sur le site https://www.see.asso.fr/3ei_rubrique "soumettre un article"</p> <p>Communication Mr Jacques HORVILLEUR communication@see.asso.fr 01 56 90 37 09</p> <p>Abonnement, Publicité (4 numéros par an) Janvier, Avril, Juillet, Octobre 2016. Aurélie BAZOT – Tél : 01 56 90 37 17</p> <p>tarifs TTC : (revue papier)</p> <p><u>Individuel :</u> France et UE.....40 € Pays hors UE.....50 €</p> <p><u>Collectivités :</u> France et UE.....57 € Pays hors UE.....70 €</p> <p><u>Au numéro :</u> France et UE.....12 €</p> <p>Impression JOUVE 53100 Mayenne Siège social : 11 bd de Sébastopol 75027 Paris Cédex 1 Tel : 01 44 76 54 40</p> <p>Dépôt Légal : Juillet 2016</p> <p>Commission Paritaire 1217 G 78028 ISSN 1252-770X</p>	<p style="text-align: right;">Sommaire du n° 85</p> <p style="text-align: center;">Thème : Fibres optiques et Opto-électronique</p> <p>p. 2 <i>Éditorial,</i></p> <p>p. 3 <i>Bulletin d'abonnement,</i></p> <p>p. 5 <i>La fibre optique comme vecteur du développement socioéconomique : Le réseau FfTx</i> A. BOUDRIOUA Université PARIS 13</p> <p>p. 8 <i>Les fibres optiques en capteurs et en instrumentation</i> P. LECOY ENSEA/Université de CERGY-PONTOISE</p> <p>p.14 <i>Les fibres optiques dans l'automobile</i> J. M. MUR Société française d'optique</p> <p>p.21 <i>Photodiode : caractérisation, modélisation et application</i> B. JOURNET, J.-B. DESMOULINS, S. CASSAN, N. CHI THANH, ENS Cachan – Université Paris Saclay CACHAN</p> <p style="text-align: right;">Hors Thème :</p> <p>p.29 <i>Régulation de température d'une cuve</i> J. M. ROUSSEL, K. BOUDJELABA IUT de l'Indre, Département GEII CHATEAUROUX</p> <p>p.37 <i>Convertisseur, régulateur de LED blanche de 10 à 100W</i> A.SIVERT, B.VACOSSIN, S.CARRIERE, F.BETIN IUTde l'Aisne GEII, SOISSONS</p> <p>p.48 <i>Véhicules à faible consommation énergétique (exemple du challenge SUNTRIP)</i> A.SIVERT¹, B. CAUQUIL², E. MOREL, F. BAILLY, F.BETIN¹ ¹ IUTde l'Aisne GEII, SOISSONS ² Université Paul Sabatier TARBES</p> <p>p.57 <i>Annonces, Publications</i></p>
---	--

Toute reproduction ou représentation intégrale ou partielle, par quelque procédé que ce soit, des pages publiées dans la présente édition, faite sans l'autorisation de l'éditeur est illicite et constitue une contrefaçon. Seules sont autorisées, d'une part, les reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective et, d'autre part, les analyses et courtes citations justifiées par le caractère scientifique ou d'information de l'œuvre dans laquelle elles sont incorporées. Toutefois des copies peuvent être utilisées avec l'autorisation de l'éditeur. Celle-ci pourra être obtenue auprès du Centre Français du Droit de Copie, 20, rue des Grands Augustins, 75006 Paris, auquel la Revue 3EI a donné mandat pour la représenter auprès des utilisateurs. (loi du 11 mars 1957, art.40 et 41 et Code Pénal art. 425).

En ouverture de cet éditorial, nous souhaitons remercier tous les participants de la journée 3EI dédiée à la **mobilité électrique**, journée qui s'est tenue au CNAM de Paris le 30 juin dernier. De l'avis de tous, cette journée a été un franc succès. Les conférences et les activités présentées ont permis de nombreux échanges entre collègues et nous ont donné l'envie de reproduire l'expérience l'année prochaine.

Préparez-vous donc déjà à **une journée 3EI en 2017**. Tout est encore à définir ; la date, le lieu et surtout le thème mais quels que soient ces choix, vous pouvez déjà imaginer les activités pédagogiques que vous pourrez présenter sous la forme de posters ou de démonstrations.

Pour ce numéro de juillet, nous avons choisi un thème lumineux : **fibre optique et optoélectronique**. Nous remercions vivement M. Boudrioua, responsable de l'équipe LUMEN de l'université Paris 13 et du club "fibre optique" de la Société Française d'Optique (Editeur de la revue "Photoniques - la lumière et ses applications"), d'avoir piloté la rédaction de la majorité des articles du thème.

L'article introductif, écrit par M. Boudrioua, nous présente un état des lieux du développement des réseaux de fibres optiques dans nos sociétés.

M. Lecoy fait le point sur les immenses avantages que revêtent les capteurs à fibres optiques dans les domaines de la compatibilité électromagnétique, des environnements difficiles mais aussi de la mise en réseau. Il apparaît ainsi que cette technologie devient aujourd'hui d'un intérêt majeur pour de nombreuses applications classiques du domaine du Génie Electrique.

Dans le troisième article du thème, on pourra, grâce à M. Mur, comprendre l'intérêt croissant que porte le monde de l'automobile aux réseaux de fibres optiques. Déjà utilisés dès 1998, ces réseaux et les protocoles associés ne feront que prendre une place grandissante avec la perspective de la voiture sans conducteur.

Pour clore le thème, M. Journet et ses collègues nous proposent une application pédagogique sur les photodiodes. Ils exposent une méthode de caractérisation et de modélisation ainsi qu'une application à la transmission d'un signal audio, qui pourront être utilisées à différents niveaux d'enseignements.

Le hors thème rassemble trois articles :

M. Roussel et M. Boudjelaba étudient de la régulation industrielle de température d'une cuve d'eau par les méthodes de Broïda ou de Ziegler Nichols. Cette régulation a été mise en œuvre avec des étudiants d'IUT GEII mais pourra aussi être utilisée avec des élèves de BTS Electrotechnique qui doivent aussi être formés à ces méthodes.

M. Sivert, qui nous a enthousiasmé lors de la journée 3EI avec sa présentation de ses véhicules à assistance électrique, nous propose deux articles :

Un premier texte, écrit en collaboration avec ses collègues de l'IUT de Soissons, traite de l'étude par des étudiants de l'IUT d'un convertisseur-régulateur de DEL blanche. Il donne ainsi des réponses utiles à ceux d'entre nous qui souhaiteraient se lancer dans l'étude de ces convertisseurs ou des DEL blanches.

Le second article dans lequel il revient plus directement sur sa passion des véhicules électriques est dédié au challenge SUNTRIP bien connu de beaucoup de lecteurs de la revue 3EI. On constatera une nouvelle fois que ce genre de compétitions est un plus indéniable quand il s'agit de motiver les étudiants inscrits dans nos formations.

Bonne lecture.

Le Comité de Publication de la Revue 3EI

**Faites connaître notre revue !
Vous en assurez ainsi la pérennité.**

La Revue 3EI**Comité de publication**

Hamid BEN AHMED

Arnaud BRUGIER

Jacques COURAULT

Jean FAUCHER

Gilles FELD

Jean Michel GAY

Jean-Philippe ILARY

Chérif LAROUCI

Marie-Michèle LE BIHAN

Franck LE GALL

Denis LABROUSSE

Pascal LOOS

Marc PETIT

Sylvain PIETRANICO

Oviglio SALA

Jean-François SERGENT

Jean-Claude VANNIER



ENERGIE TELECOMMUNICATIONS SIGNAL COMPOSANTS AUTOMATIQUE INFORMATIQUE



Abonnement en ligne : www.see.asso.fr/ree

BULLETIN D'ABONNEMENT 2016

A retourner à la SEE – 17 rue de l'Amiral Hamelin – 75783 Paris cedex 16 – France – Tel : 33 1 56 90 37 17 – abo@see.asso.fr

Tarifs 2016 (en euros) (Merci de cocher la case de votre choix)	Standard	Retraités, enseignants, jeunes actifs (< 35 ans)	Etudiants, en recherche d'emploi
Abonnement REE (1)	<input type="checkbox"/> France et UE : 120,00 € TTC	<input type="checkbox"/> Hors UE : 140,00 € (HT)	
Abonnement REE - Tarif spécial Adhérents SEE (1) (2)	<input type="checkbox"/> France et UE : 60,00 € TTC	<input type="checkbox"/> Hors UE : 70,00 € (HT)	
Accès en ligne REE – Formule Solo (3)	<input type="checkbox"/> 90,00 € TTC	<input type="checkbox"/> 50,00 € TTC	<input type="checkbox"/> 10,00 € TTC
Adhésion SEE (y. c. accès en ligne REE) – Formule Duo	<input type="checkbox"/> 125,00 € TTC	<input type="checkbox"/> 81,00 € TTC	<input type="checkbox"/> 15,00 € TTC

(1) Les cinq numéros 2016 – Distribution postale (2) Accès en ligne REE inclus pour les adhérents SEE - Adhésion en sus.
(3) Accès aux publications électroniques de la SEE, ouvert pendant un an à compter de la date de souscription.

Nom et prénom :
 N° de membre SEE :
 Adresse :
 Code postal [] [] [] [] [] Ville :
 Pays :
 e-mail :

Je règle la somme de : € par
 Chèque à l'ordre de la SEE
 Carte bancaire (Visa, Eurocard/Mastercard)
 N° Carte []
 Date de validité [] [] [] [] Cryptogramme [] [] [] []
 Je désire recevoir une facture au nom suivant pour paiement
 à réception :
 Adresse :
 Code postal [] [] [] [] [] Ville :
 Pays :
 N° TVA intracommunautaire :
 Obligatoire pour règlement HT en UE hors de France

Date, signature et cachet de l'entreprise, s'il y a lieu :

Conformément à la loi du 06/01/1978, vous disposez d'un droit d'accès aux informations qui vous concernent et de rectification. Contacter le service Abonnements de la SEE.

La fibre optique comme vecteur du développement socioéconomique : Le réseau FFTx

Azzedine BOUDRIOUA

Professeur à l'Université Paris 13

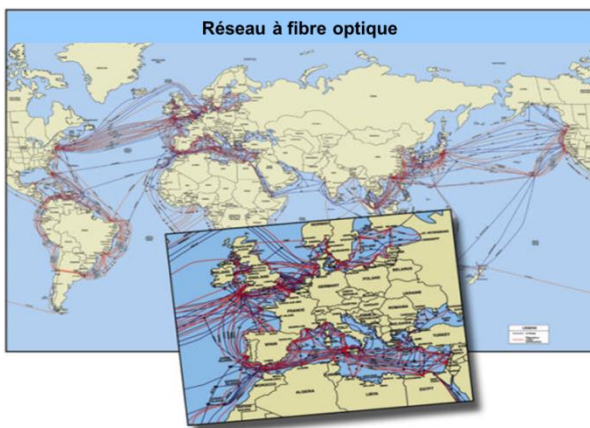
Vice-Président du club « fibres optiques et réseaux » de la Société Française d'Optique

<http://www.sfoptique.org/pages/les-clubs-sfo/club-fibres-optiques-et-reseaux/>

Résumé : Ces dernières décennies, les télécommunications optiques ont connu un développement sans précédent dû, notamment, à l'explosion de l'Internet. Ce développement est le fruit d'un grand effort de recherche et de développement dans le domaine de l'optique guidée qui a conduit à l'amélioration des performances des fibres optiques et la mise au point des composants optoélectroniques nécessaires pour générer la lumière, la détecter, la moduler ou la commuter. Les recherches et développement menés dans ces domaines ont permis de rendre disponible sur le marché des composants optoélectroniques de tout genre à des coûts faibles. De ce fait, d'autres applications dans des domaines divers ont vu le jour. En effet, de nos jours l'utilisation de l'optique touche des domaines stratégiques comme le spatial et le militaire ainsi que des domaines de la vie de tous les jours comme le stockage de données, la médecine et bientôt des secteurs jusque-là insoupçonnés comme l'automobile.

La fibre optique est incontournable dans toute politique de développement

Bien que le secteur des télécommunications a connu ces dernières années un ralentissement à l'instar de la situation économique globale, les professionnels du domaine prévoient un développement majeur dans les quelques années à venir. Cette croissance est notamment favorisée par le besoin croissant de communication, l'accès à tous aux sources de l'information : Internet, trafic audio et vidéo ...



Par ailleurs, même si le développement de réseaux de transport longue distance à base de fibres optiques a connu une pause, les applications dans les réseaux métropolitains et dans une certaine mesure dans l'accès, sont en augmentation. Dans ce contexte, l'industrie des composants optoélectronique s'oriente progressivement vers une production de volume, avec une baisse annuelle des prix importante (20 à 25 % sur ces dernières années). De même, alors que les composants actifs (sources,

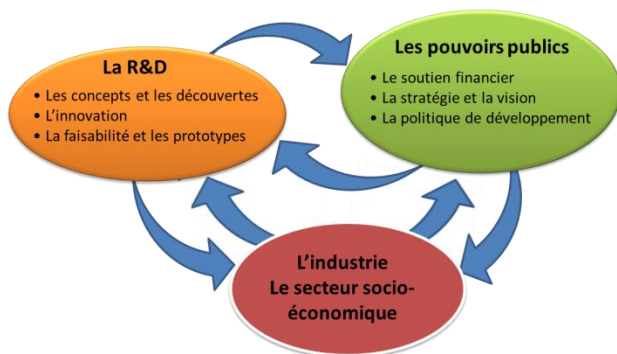
détecteurs et amplificateurs) étaient la partie la plus importante d'une liaison optique, la généralisation des systèmes WDM (Wavelength Division Multiplexing) et DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) a mis sur le devant de la scène les composants passifs de type filtres, multiplexeurs, compensateurs ...

De ce fait, la tendance actuelle est de vouloir intégrer pour des raisons de coût et d'efficacité le maximum de fonctions actives et passives ; d'où une approche hybride permettant au besoin d'associer des fonctions optoélectroniques. On note également, une migration de la part des fabricants vers les sous-systèmes. Par exemple, les éléments qui composent un amplificateur optique sont la fibre dopée, le laser de pompe, l'égalisateur de gain ainsi que d'autres composants passifs (filtres, isolateurs). Les besoins de composants intelligents, reconfigurables et commandables sont clairement exprimés, afin de rendre le réseau programmable et dynamique.

Plus particulièrement, le déploiement du réseau de télécommunications à haut débit (10 Gb/s, 40 Gb/s et au-delà) nécessite le développement de nouveaux composants et architectures optoélectroniques adaptés à ces vitesses de transmission. L'extension de la bande passante utilisable est également un enjeu important et concerne à la fois, l'élargissement de la bande C (C++) et la couverture des bandes L et S par des amplificateurs adéquats. En optimisant les filtres d'égalisateur de gain, des bandes passantes dépassant 40 nm sont possibles avec un bruit en dessous de 6 dB.

Les enjeux stratégiques et économiques de ces développements découlent notamment de la nécessité de disposer de composants et d'outils économiquement viables (en matière de bas coûts de production et d'utilisation).

Dans ce contexte, on ne peut plus concevoir un développement économique sans réseaux à fibres optiques.



La recherche d'aujourd'hui ce sont les emplois demain

Le développement du réseau FTTx est une réalité

L'énorme développement du FTTx (Fiber To The x : x peut signifier Home, Builing, Office, ...) est sans doute le secteur le plus prometteur ces dernières années. Par exemple, en FTTH, le nombre d'abonnés ne cesse de croître en France (plus de 2 millions d'abonnés) et dans le monde et plusieurs fournisseurs proposent des solutions à 1 Gbit/s depuis de nombreuses années. L'importance croissante du FTTA (Fiber to the antenna) tiré par la 4G montre qu'il y a convergence plus que concurrence entre les réseaux optiques et les réseaux de mobiles.

En France, le déploiement des réseaux de nouvelle génération à Très Haut Débit représente un enjeu industriel et économique majeur dans le cadre du Plan France Très Haut Débit lancé par le gouvernement en 2013. L'objectif est de déployer le très haut débit sur l'ensemble du territoire d'ici 2022. Un grand chantier nécessitant un investissement de 20 Milliards €. Il est notamment prévu une augmentation de la demande de main d'œuvre qualifiée avec la montée en charge des travaux à partir de 2015. Les projections des volumes d'emplois et de formation à mobiliser d'ici 2020 se comptent par plusieurs dizaines de milliers :

- la mobilisation de 20000 emplois (ETP) pour assurer le déploiement de la fibre dans le bâti (immeubles et maisons individuelles),
- la réalisation de 31650 formations pour accompagner la montée en compétences de ces emplois.

L'état s'appuie sur l'expertise des opérateurs et des industriels, structurés dans différents groupes de travail : Objectif Fibre, Interop, le CREDO, FIRIP ... D'ors et déjà 9 centres de formation FTTH référencés par Objectifs Fibre cadrent le territoire national. Ces groupes de travail ont pour objectif de définir des référentiels techniques partagés, édités sous forme de guides pratiques de portée nationale, traitant de l'ensemble des règles de déploiement de la partie terminale d'un réseau en fibre optique. Ailleurs, la

tendance est la même et certains pays ont pris une avance considérable par rapport à la France. De même, en 2014, les gouvernements allemand et italien annonçaient le déploiement de réseaux très haut débit. En janvier 2015, Barak Obama (USA) souligne que le déploiement de la fibre optique dans les zones rurales est une priorité de la fin de son mandat.



Les 9 centres de formation FTTN référencés par Objectifs Fibre

Le très haut débit et la fibre optique

Le déploiement des réseaux de nouvelle génération à Très Haut Débit représente un enjeu industriel et économique majeur pour la France (Plan France Très Haut Débit) et pour le monde entier. Rappelons que généralement le très haut débit consiste à offrir aux usagers un débit supérieur à 30 Mbits/s (texte européen).

Les besoins concernent aussi bien la transmission des données (voix, vidéo, la télévision l'Internet), les jeux en ligne et en réseaux, le téléchargement, la téléphonie mobile 4G, le télétravail, la télémédecine et la télé-sécurité pour ne citer que ces secteurs.

Cependant, il est pratiquement impossible de transmettre du très haut débit (> 30 Mbits/s) sur la majorité des lignes existantes de la boucle locale cuivre. Cela est dû à l'augmentation des pertes en fonction de la fréquence et de la distance.

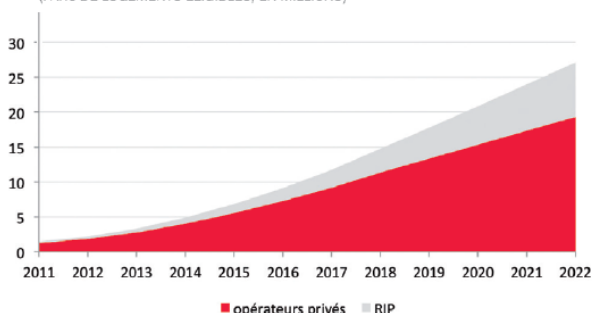
Aussi, on assiste depuis de nombreuses années à un passage progressif sans ou avec mesures d'accélération/incitation vers le très haut débit et la fermeture programmée et rapide du réseau cuivre avec incitation au passage du cuivre à la fibre.

Au niveau européen, on note la recommandation for Next Generation Access qui prévoit un délai de prévenance de 5 ans pour les opérateurs historiques.

	< 1980	1980 / 90	Mi - 90	Fin 90	2005	> 2005
Transmission longue distance	Cuivre	Fibre				
Transmission Métro/Accès	Cuivre		Cuivre/fibre		Cuivre/fibre/sans fil	Fibre
« To the Home »	Cuivre				Cuivre/fibre	Cuivre/fibre

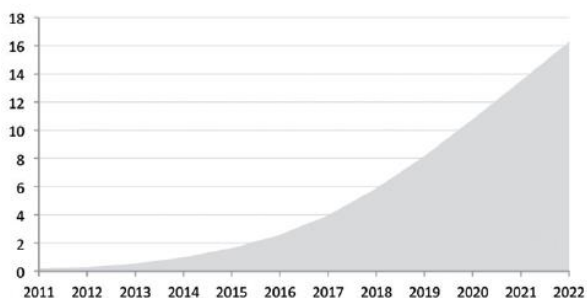
PRÉVISIONS de déploiements FttH en France à l'horizon 2022

(PARC DE LOGEMENTS ÉLIGIBLES, EN MILLIONS)



PRÉVISIONS d'abonnés FttH en France à l'horizon 2022

(PARC À FIN D'ANNÉES, EN MILLIONS)



Cette étude, réalisée par les cabinets Ambroise Bouteille & associés et IDATE

Une des voies prometteuses pour le développement de nouvelles générations de réseaux optiques concerne sans doute les réseaux tout-optiques ainsi que les réseaux optiques de données (paquets). Le remplacement dans les réseaux des transpondeurs par des régénérateurs optiques pourraient contribuer à réduire le coût du système. De plus, la réduction de l'intervention de l'électronique dans le système est plus favorable à une intégration et une miniaturisation. Cet avantage devrait être de plus en plus important au fur et à mesure que le débit augmente. Le "graal" serait bien évidemment de pouvoir disposer d'une ligne de transmission totalement optique où la lumière est manipulée par la lumière.

En conclusion,

Le déploiement du réseau optique FFTx est une réalité. Il constitue un phénomène durable et ce n'est que le début ... Au niveau français, il y a incontestablement un retard relativement important à rattraper mais les chantiers lancés ces dernières années par les pouvoirs publics et l'implication des industriels du secteur sont en train de changer la donne. Il reste néanmoins à prendre des décisions audacieuses à temps pour répondre efficacement au besoin croissant et rapide de la demande en débit que la planète entière connaîtra dans les quelques années à venir.

Quelques références

- [1] R. Ramaswami, K. N. Sivarajan, Optical networks: practical perspective, second edition.
- [2] Zeno Toffano, composants photoniques et fibres optiques, Ellipse Edition Marketing 2001.
- [3] Paul Vaugel, Technology for next generation core and metro networks, Telscom version1, octobre 31th 2002.
- [4] Steven Gabarró, Maurice Khauv, Multiplexage en longueurs d'onde denses, EPITA, MMA 2002, pp 1-14.
- [5] FTTH.
- [6] N. M. SAAD, 'Contribution à l'étude de l'application de la technique CDMA aux systèmes de transmission optique, thèse en télécommunications des hautes fréquences et optiques, université de Limoges, 2005.
- [7] S. Song, W. Laurier, An overview of DWDM networks IEEE Canadian Review- Spring / Printemps 2001, pp 15-18.
- [8] W.Laurier, Le DWDM et les réseaux à intégration de l'avenir, IEEE Canadian Review - Summer / Été 1999, pp 1-4.
- [9] Les Fibres optiques, Dossier technique, Thème d'autonomie 1999.

Les fibres optiques en capteurs et en instrumentation

Pierre LECOY, Professeur à Centrale Supélec, chercheur au laboratoire ETIS (CNRS UMR 8051, ENSEA/Université de CERGY-PONTOISE)

Président du club « fibres optiques et réseaux » de la Société Française d'Optique

<http://www.sfoptique.org/pages/les-clubs-sfo/club-fibres-optiques-et-reseaux/>

Résumé : *Dès l'apparition des fibres optiques il y a près de 40 ans, leur utilisation dans le domaine des capteurs et de l'instrumentation a constitué un thème majeur et particulièrement inventif de la recherche aussi bien académique qu'industrielle. Sans atteindre le volume de marché des télécoms et des réseaux, les capteurs à fibres optiques n'en sont pas moins devenus une réalité industrielle dans des domaines très variés (génie civil, énergie, aéronautique, automobile, médical, sécurité, production industrielle ...). Cet article expose les principes et les applications des capteurs à fibres optiques les plus utilisés.*

1. Introduction

Maîtrisées industriellement dès la fin des années 1970, les fibres optiques ont connu un développement spectaculaire en télécommunications et dans les réseaux, depuis les réseaux locaux et embarqués (voir l'article de Jean-Michel Mur sur les fibres optiques dans l'automobile) jusqu'aux réseaux longues distances et intercontinentaux, en passant par toutes les variantes du FTTx (*fiber to the ... home, building, office, etc...*). Au cœur de l'explosion d'Internet et de l'accès de plusieurs milliards d'êtres humains aux échanges numériques, y compris à travers les réseaux de mobiles dont elles constituent l'infrastructure fixe, les fibres optiques apportent leur contribution à la *green IT* grâce à une meilleure efficacité énergétique et à l'utilisation de matériaux disponibles et peu polluants.

Mais la disponibilité à faible coût des technologies fibres optiques (et des composants associés) grâce au secteur des télécom, a ouvert la voie à d'autres utilisations, notamment dans les capteurs et l'instrumentation de mesure, qui ont fait l'objet de nombreux travaux théoriques et expérimentaux dès les années 1980. La principale motivation provenait des avantages spécifiques des fibres optiques, bien connus dans le domaine des communications, et qui sont particulièrement intéressants pour des applications instrumentales qui doivent fonctionner dans des conditions difficiles et/ou être intégrées dans des systèmes ou dans des structures :

- la faible perturbation apportée par les fibres optiques qui sont légères, de petite taille, non sujettes à la corrosion, ne conduisant ni l'électricité ni la chaleur ;
- leur sécurité intrinsèque (absence de courants électriques), cruciale dans les applications médicales ou industrielles, et leur insensibilité aux parasites

électromagnétiques, leur permettant de fonctionner de façon fiable dans des milieux fortement perturbés ;

- la possibilité qu'elles offrent d'analyser à distance, et avec une haute résolution spatiale, des milieux d'accès difficile ou dangereux (certains matériaux permettant le fonctionnement dans des environnements fortement radiatifs) ;
- la possibilité d'alimenter électriquement le capteur par la fibre optique elle-même (ou une deuxième fibre dédiée) transportant une puissance lumineuse (fournie par un laser), convertie par un petit récepteur photovoltaïque (technique de l'opto-alimentation, permettant de faire des capteurs totalement isolés) ;
- et enfin, la possibilité d'utiliser la fibre optique elle-même comme élément sensible à un certain nombre de grandeurs physiques. On peut ainsi constituer des capteurs distribués ou des réseaux de capteurs, dans lesquels la fibre optique sert à la fois d'élément sensible et de support de transmission.

Cependant, après une phase de foisonnement dans les laboratoires dans les années 1980 – 1990, seuls certains capteurs à fibres optiques ont atteint la maturité technologique. C'est le cas de ceux où la fibre optique améliore un système de mesure existant sans modifier son principe, mais surtout lorsque la fibre optique permet d'instrumenter l'ensemble d'un système, d'une structure ou d'un matériau en s'y intégrant. Ce n'est plus alors un capteur au sens d'un composant isolé, mais un élément d'un véritable système intelligent. De plus, le développement de la photonique

sur silicium permet de réaliser des microsystèmes intégrant un capteur optique, les interfaces opto-électroniques et les circuits de traitement.

2. Instrumentation de mesure optique à fibres

Il s'agit de mesures optiques faites à distance par l'intermédiaire de fibres optiques qui jouent un rôle passif, mais apportent de grands avantages de mise en œuvre : accessibilité, haute résolution spatiale, possibilité de cartographie par déplacement du point de mesure, sécurité ... Certains de ces concepts sont relativement anciens, mais ils ont bénéficié des progrès technologiques et des baisses de coût de l'optoélectronique.

De nombreuses applications sont opérationnelles :

- physico-chimie : mesure du pH, colorimétrie, réfractométrie, spectroscopie infrarouge et Raman, vélocimétrie Doppler, absorption infrarouge caractéristique d'une espèce chimique à détecter, fluorescence (temps de décroissance et spectre), avec de nombreuses applications industrielles et médicales ;
- mesure de température par pyrométrie (analyse du rayonnement du corps noir): compte tenu du spectre de ce rayonnement, essentiellement situé dans l'infrarouge, on peut le transmettre par des fibres optiques de silice si la température est supérieure à 300°C, et par des fibres en verres fluorés dès la température ambiante ;
- d'autres types de mesures de température par la réponse optique (absorption, réflexion, photoluminescence, fluorescence ...) d'un matériau placé en bout de fibre, depuis les températures cryogéniques (quelques milli-Kelvin) jusqu'à plusieurs centaines de degrés ;
- sans oublier l'endoscopie utilisée depuis longtemps en médecine, mais aussi dans l'industrie, le génie civil, l'archéologie ... même si la miniaturisation des caméras fait reculer son marché.

Des applications plus spectaculaires ont également été développées pour les détecteurs de particules, ou pour l'optique adaptative en astronomie, où la phase de la lumière peut être contrôlée dans les fibres optiques.

3. Les capteurs à fibres optiques

Cette appellation correspond en principe aux capteurs où le phénomène physique agit directement sur la matière ou la structure de la fibre optique, qui peut avoir été modifiée pour être sensible à la grandeur à mesurer, ou au contraire être une fibre télécom standard. Les frontières ne sont bien entendu pas étanches entre ces catégories.

Une première famille de capteurs, développée dans les années 1980, utilisait les défauts constatés dans les premières liaisons à fibres optiques, notamment leur sensibilité aux courbures et aux micro-courbures, ou aux défauts d'alignement dans les connecteurs. Leur avantage, essentiellement économique, est d'utiliser des fibres et des composants d'extrémité disponibles et peu coûteux, et d'être de principe très simple au niveau du traitement du signal, puisqu'il s'agit de détecter les variations de puissance lumineuse transmise. Ils ont trouvé des applications dans des systèmes industriels ou de sécurité, lorsqu'une haute précision n'est pas requise (détection, comptage ...). Par exemple :

- capteurs de micro-déplacements (longitudinaux ou angulaires) par des techniques de type filtrage spatial au raccordement de deux fibres, ou en réflexion à l'extrémité, pouvant être utilisés en capteurs de force ou transducteurs de vibrations ;
- mesure d'indice du milieu extérieur par l'intermédiaire du coefficient de réflexion de Fresnel en bout de fibre, utilisée pour la mesure de niveau ou le comptage de bulles;
- pertes sous courbure ou microcourbures dans une fibre optique soumise à des contraintes ; couplée à la réflectométrie temporelle (OTDR), cette méthode a permis la localisation de contraintes dans les structures où la fibre est intégrée, mais n'étant pas très fidèle et fragilisant la fibre, elle a disparu au profit des capteurs Bragg et Brillouin décrits plus loin.

4. Capteurs de type interférométrique

Ces capteurs sont, eux, basés sur des techniques cohérentes : analyse de la phase, de la fréquence ou de la polarisation de la lumière, principalement dans les fibres optiques monomodes (des capteurs utilisant les interférences entre modes dans les fibres multimodes ont été expérimentés mais sont restés à l'état de prototypes). Ils sont beaucoup plus sensibles que les précédents et ne compromettent pas la fiabilité de la fibre optique, mais sont de mise en œuvre plus délicate et nécessitent des traitements du signal pour obtenir des

mesures absolues (et non relatives) et séparer les effets des différentes grandeurs physiques d'influence (notamment la température).

Un des plus anciens capteurs de cette catégorie est basé sur l'interféromètre de Mach-Zehnder constitué de deux bras qui sont deux fibres monomodes (ou deux guides en optique intégrée) de longueurs L identiques (figure 1). Le déphasage $\Delta\phi$ entre bras de mesure et bras de référence va être dû à l'allongement d'un bras ou à la variation d'indice Δn , elle-même due le plus souvent à la variation de température ΔT ou à une pression différentielle ΔP (par photoélasticité). Dans le montage classique à fibres et à deux coupleurs, le récepteur reçoit une intensité modulée par $\cos^2 \Delta\phi$; la phase est mesurée à π près et on doit lever l'ambiguïté (par une mesure à deux longueurs d'onde par exemple). Le deuxième montage, qui peut être fait en optique intégrée, crée des franges d'interférence entre les faisceaux sortant des deux guides qui défilent ; on peut ainsi les compter et surtout détecter leur sens de variation.

La principale application qui a été développée est le capteur acoustique, de grande bande passante, utilisé dans les hydrophones. Il s'agit là d'une mesure dynamique et différentielle. Des capteurs chimiques de ce type ont également été réalisés, surtout en optique intégrée, en utilisant la variation de l'indice effectif dans le bras de mesure, sous l'effet d'un corps chimique à son contact.

L'interféromètre de Michelson, construit sur un coupleur en X à fibres monomodes ou en optique intégrée sur silicium, permet les mêmes mesures, mais est surtout intéressant pour les mesures de

déplacements micrométriques relatifs, par interférométrie en lumière non cohérente.

L'interféromètre de Fabry Pérot est constitué de deux miroirs parallèles espacés de L intégrés entre deux fibres optiques, ou face à une fibre optique (dont la face de sortie constitue l'autre miroir de la cavité ce qui permet d'exploiter le capteur en réflexion, facilitant l'accessibilité du point de mesure. Par résonance de la cavité Fabry-Pérot, la puissance est maximale pour un peigne de longueurs d'onde vérifiant : $\lambda = 2 n.L/p$ où p est entier, et n l'indice de la fibre (ou du matériau entre les fibres). La source est donc non cohérente et fonctionne en continu. L'analyse du spectre, qui peut être faite dans un interféromètre de Fizeau comme dans la technologie WLPI d'Opsens (figure 2), permet d'en déduire le déplacement (ou la variation de pression externe qui l'a provoqué), ou, pour d'autres applications, la variation de l'indice du matériau séparant la fibre et le miroir, et d'en déduire suivant le cas, les variations de température ou de composition chimique. Comme dans les interféromètres précédents, il s'agit d'une mesure indirecte, et le conditionnement du capteur doit être conçu et étalonné pour remonter sans ambiguïté à la grandeur à mesurer.

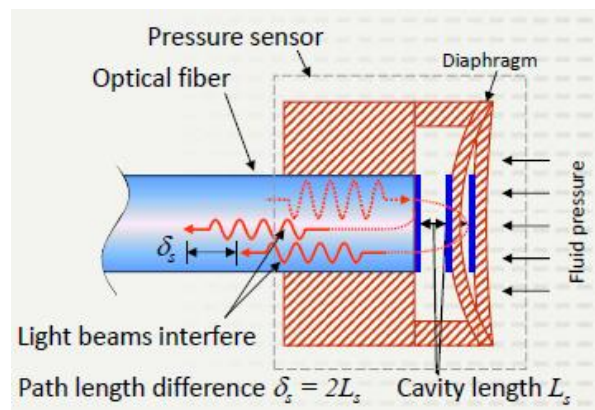


Figure 2. Interféromètre de type Fabry-Pérot utilisé par la technologie WLPI de la société Opsens.

(Document FTMesures)

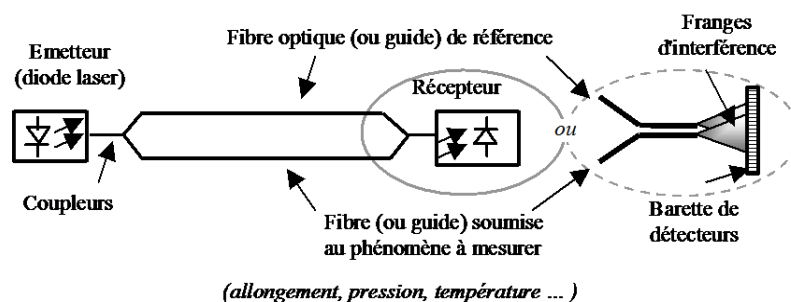


Figure 1. Interféromètre de Mach Zehnder à fibres ou guides optiques (P. Lecoy)

L'*interféromètre de Sagnac* ou interféromètre en anneau est principalement utilisé dans le gyroscope à fibre optique, qui est le plus ancien des capteurs à fibres optiques (le premier démonstrateur date de 1976), à la source d'une intense activité scientifique et industrielle. Il s'agit à la base d'un gyromètre (mesure d'une vitesse de rotation), qui mesure par interférométrie le déphasage entre les deux sens de propagation sur la même fibre optique montée en anneau. L'influence de la température est alors compensée et seuls les effets non réciproques sont détectés. Si le montage tourne autour d'un axe perpendiculaire au plan de la fibre, le déphasage $\Delta\phi$ est proportionnel à la vitesse de rotation Ω :

$$\Delta\phi = \frac{8\pi.NS.\Omega}{\lambda c}$$

où S est la surface de la boucle et N est le nombre de tours, qui peut être très grand, ce qui permet des précisions et des fidélités qui atteignent 10^{-5} degrés/h. En assemblant 3 capteurs selon 3 axes, on peut faire un gyroscope (mesure et conservation d'une direction) beaucoup plus compact et robuste que les centrales inertielles.

Enfin, d'autres capteurs interférométriques sont basés sur la variation de polarisation dans la fibre optique, qui peut être provoquée par des contraintes non isotropes (biréfringence due à la photoélasticité) ou à un champ magnétique longitudinal (effet Faraday, à la base notamment de capteurs de courant). Du fait de leur complexité et de la difficulté de les exploiter à distance, ils n'ont pas été très développés.

Capteurs à réseaux de Bragg

Un des capteurs à fibres optiques les plus répandus actuellement est le capteur à réseau de Bragg (FBG, *Fiber Bragg Grating*), photoinscrit dans la matière du cœur de la fibre. Cette technologie, apparue dans les années 1990, consiste en une modulation périodique et longitudinale de l'indice de réfraction du

cœur d'une fibre monomode, de période spatiale Λ , qui provoque la réflexion de la longueur d'onde λ correspondant à des interférences constructives entre les ondes réfléchies (figure 3) :

$\lambda = 2 \Lambda.n_{\text{eff}}$ où n_{eff} est l'indice effectif moyen du cœur de la fibre

Cette technologie a été développée pour les communications sur fibres optiques, où elle permet de réaliser des filtres, des multiplexeurs en longueur d'onde, ou encore des compensateurs de dispersion chromatique avec des réseaux chirpés (c'est-à-dire de pas variant lentement le long de la fibre). Elle est maintenant bien maîtrisée et les réseaux photoinscrits présentent une longue durée de vie sous illumination. Très rapidement, elle a fait l'objet de développements pour les capteurs, notamment en France au CEA. En effet, lorsque la fibre subit un allongement relatif ε , qui augmente Λ , on observe une variation de la longueur d'onde réfléchie :

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda} = K.\varepsilon + \alpha.\Delta T,$$

où le coefficient K , voisin de 0,8, est dû à la photoélasticité qui diminue légèrement n_{eff} , et ΔT est la variation de température qui fait aussi varier l'indice et dilate le verre (d'où le coefficient α de l'ordre de $6.10^{-6}/^{\circ}\text{C}$). Ceci constitue un effet parasite qu'il faut compenser, mais on peut aussi mesurer la température par cet intermédiaire. On peut mesurer cette variation de longueur d'onde à distance avec une parfaite fidélité : la longueur d'onde de la lumière réfléchie, contrairement à son intensité ou à sa polarisation, n'est pas modifiée par sa propagation sur la fibre optique. Une mesure de la longueur d'onde à 1 pm près correspond à un allongement relatif de $0,8.10^{-6}$ ou à une variation de température de $0,1^{\circ}$. Une méthode simple pour séparer ces grandeurs consiste à utiliser deux capteurs soumis à la même température, seul l'un d'eux subissant l'allongement.

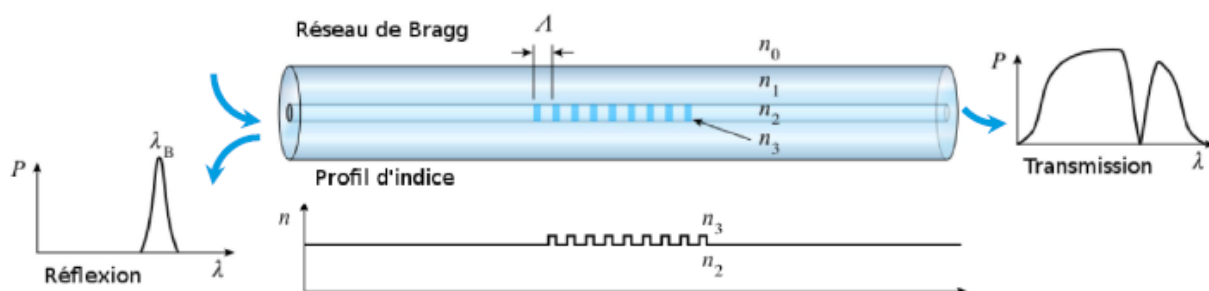


Figure 3. Principe du réseau de Bragg. Document Xblue, projet HOBAN

Ces capteurs, exploités en réflexion, se prêtent bien à une mise en série en décalant les plages de longueur d'onde des différents FBG, et en les interrogeant par réflectométrie avec une source large spectre ou un laser à balayage rapide en longueur d'onde. On réalise ainsi un capteur multipoints (ou distribué) pouvant associer plusieurs dizaines de capteurs élémentaires le long d'une fibre unique. Leur intérêt essentiel est leur facilité d'intégration le long de la fibre, ainsi que leur cadence de lecture élevée (plusieurs kHz). Ils sont très employés pour la surveillance des structures aéronautiques et nucléaires, machines électriques, bâtiments (même des monuments historiques grâce à leur caractère peu invasif), ouvrages de génie civil, digues, mines, ouvrages souterrains ...

5. Capteurs répartis Raman et Brillouin

Cette dernière catégorie de capteurs a pour particularité d'utiliser comme élément sensible la fibre optique elle-même, et d'en faire un capteur continûment sensible donnant un profil de température et/ou de contraintes le long de son parcours, avec l'équivalent de plusieurs milliers de points de mesure élémentaires, ce nombre dépendant en fait de la résolution de la technique d'interrogation. En contrepartie, ils sont plus complexes à exploiter que les réseaux de Bragg, et le temps d'interrogation est plus long (de l'ordre de la minute).

Ils sont basés sur les phénomènes de diffusion (*scattering*) Raman et Brillouin, habituellement classés dans l'optique non linéaire, qui sont en fait des interactions *photon - phonon*, c'est à dire un échange d'énergie entre une onde optique et les vibrations des liaisons moléculaires du matériau (figure 4).

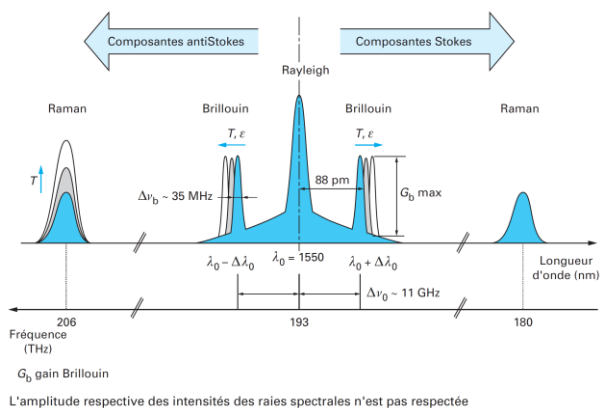


Figure 4. Diffusion Raman et Brillouin (cité par P. Ferdinand)

Dans l'effet Raman, lorsqu'une onde pompe de fréquence ν_p interagit avec un matériau, certains photons perdent une partie de leur énergie $h\nu_p$ au profit

d'un phonon, particule associée à la vibration de fréquence $\delta\nu$ qui apparaît dans la matière. Ils sont alors diffusés avec une énergie plus faible, autrement dit une longueur d'onde plus élevée, et constituent une onde Stokes de fréquence : $\nu_s = \nu_p - \delta\nu$.

Le décalage de fréquence $\delta\nu$ ne dépend que du matériau, et pas de la longueur d'onde pompe. Le spectre de l'onde Stokes est caractéristique de la composition chimique et du caractère ordonné ou désordonné de la matière, ce qui en fait une méthode d'analyse chimique connue et pratiquée depuis longtemps. La silice présente ainsi un spectre continu relativement large, avec un pic caractéristique à 490 cm^{-1} . En sens inverse, quelques phonons créés par agitation thermique vont céder leur énergie à des photons, qui vont diffuser sous forme d'une onde anti-Stokes de fréquence : $\nu_a = \nu_p + \delta\nu$ donc une longueur d'onde plus faible.

Le rapport d'amplitude entre les raies Stokes et anti-Stokes vaut : $\exp \frac{h \cdot \delta\nu}{kT}$

Il ne dépend que de la température, ce qui permet d'utiliser ce phénomène pour connaître la température de la fibre au point de mesure avec une très grande fidélité et une précision de l'ordre de $0,1^\circ\text{C}$. La localisation de ce point est faite par la classique réflectométrie temporelle (OTDR, *Optical Time Domain Reflectometry* basée sur le décalage temporel entre l'impulsion émise et la réponse, mesurée simultanément aux 2 longueurs d'ondes Stokes et anti-Stokes) ou, pour une plus haute résolution (mais une portée plus courte), par réflectométrie fréquentielle (OFDR, *Optical Frequency Domain Reflectometry*) où le laser est modulé en longueur d'onde (sous forme d'une rampe ou *chirp*) au lieu d'émettre des impulsions. C'est le décalage de longueur d'onde entre la lumière émise et la lumière rétrodiffusée qui permet de connaître la distance. Cette méthode est maintenant utilisée industriellement pour détecter et localiser des points chauds (ou froids, en cas de fuite de gaz par exemple) le long des lignes d'énergie ou de tubes transportant des fluides.

La diffusion Brillouin suit un mécanisme de même nature que la diffusion Raman, mais l'interaction se fait avec des *phonons acoustiques*, c'est à dire des vibrations du matériau provoquées par l'intensité de la lumière, et s'y propageant avec la vitesse V_a des ondes acoustiques, de plusieurs milliers de m/s dans le verre. On observe principalement une rétrodiffusion Brillouin (en sens inverse) avec un changement de fréquence $\delta\nu_B$

déterminé par l'accord de phase entre les ondes optique et acoustique :

$$\delta\nu_B = 2v_p \frac{n}{c} V_a \quad \text{qui est de l'ordre de } 10 \text{ à } 13$$

GHz dans les fibres de silice.

Ce phénomène est principalement utilisé en capteurs, où la variation du décalage de fréquence $\delta\nu_B$, de 10 à 100 MHz, est due aux variations de température ou aux contraintes qui modifient V_a . Pour séparer ces deux causes, le câble contient en général deux fibres soumises à la même température, mais l'autre est soumise aux contraintes et l'autre non. Ces variations de fréquence sont mesurées à distance et localisées par une technique de réflectométrie adaptée (battement entre la rétrodiffusion Rayleigh, qui n'est pas décalée en fréquence, et la rétrodiffusion Brillouin). Récemment de nombreux capteurs répartis de ce type ont été installés le long d'ouvrages d'art, de réseaux de transport d'électricité ou de gazoducs, de sites industriels, d'enceintes de confinement nucléaire ...

6. Conclusion

Les capteurs à fibres optiques ont démontré leurs avantages : immunité électromagnétique, faible intrusivité, fonctionnement en environnement difficiles, aptitude à la mise en réseau et aux concepts de capteurs distribués et répartis. 40 ans après l'apparition du gyromètre à fibres optiques, grâce aux progrès des technologies optiques mais aussi électroniques (traitement du signal), et sont devenus une réalité industrielle dans de nombreux domaines : surveillance des structures, transport, énergie, sécurité, contrôle industriel ... dans un contexte économique mondial qui a fortement évolué, la Chine et l'Asie en général rattrapant les acteurs historiques (Europe, Amérique du nord et Japon).

7. Quelques références

H. Lefèvre, The Fiberoptic gyroscope, Artech, A993

E. Udd, Fiberoptic sensors, CRC Press, 2006

P. Ferdinand, Réseaux de capteurs à fibres optiques, Mesures et multiplexage, Techniques de l'Ingénieur, R 460v2, mars 2008

P. Ferdinand, Réseaux de capteurs à fibres optiques, Applications, Techniques de l'Ingénieur, R 461, sept. 2008

P. Ferdinand, La saga des Capteurs à Fibres Optiques depuis 35 ans, Colloque 2013 du Club CMOI « Contrôles et Mesures Optiques pour l'Industrie » de la Société Française d'Optique, 18-21 nov. 2013, Orléans

P. Lecoy, Communications sur fibres optiques, Lavoisier-Hermès, 2014

Laboratoires et entreprises impliquées

<http://www.ifsttar.fr/> (université de Marne la Vallée)

<http://www.xlim.fr/> (université de Limoges)

<http://laboratoirehubertcurien.fr/> (université de St Etienne)

<http://www-leti.cea.fr/>

<https://www.ixblue.com/>

<https://www.hbm.com/fr/>

<http://www.ftmesures.com/>

<http://www.cementys.com/>

<http://www.idil-fibres-optiques.com/>

Les fibres optiques dans l'automobile

Jean-Michel MUR

Président d'honneur du Club fibres optiques & réseaux

Société française d'optique

Jm.mur@orange.fr

Résumé : Présente dans nos véhicules depuis une bonne quinzaine d'années, la fibre optique en plastique puis en silice tisse ses réseaux. Protocoles, applications et produits, où en sommes-nous aujourd'hui ?

Proche de nous mais déjà loin le temps où le premier réseau en fibre optique en plastique prenait place dans nos automobiles. C'était en 1998, via le réseau D2B (domestic dual bus) qui a équipé nombre de véhicules luxueux avec le constructeur pionnier Mercedes suivi par Jaguar, Peugeot 604, etc. Ce réseau largement installé est désormais obsolète. L'aventure a connu, en 2001, byteflight, le réseau exclusif de BMW, créé en partenariat avec Motorola et Infineon. Byteflight, qui a commencé par équiper les BMW Série 7, a tiré sa révérence, lui aussi. Dans le même temps, sont arrivés les premiers réseaux MOST 25 (media oriented systems transport) à 25 Mbit/s. Puis l'industrie automobile a installé les MOST 50 à 50 Mbit/s et, en parallèle, l'IDB-1394 (intelligent transportation system data bus) qui, via le port Customer convenience port (CCP), est la version pour l'automobile du standard 1394 de l'association américaine IEEE. Plusieurs amendements plus tard sur ce standard, en 2008, a été avalisée la nouvelle version « 1394-2008 - IEEE Standard for a High-Performance Serial Bus ». Et les évolutions s'ensuivirent...

1. De nos jours, quels protocoles ?

Trois protocoles principaux sont présents sur ce marché : le MOST 150, l'IDB-1394 et Ethernet ; le leader étant MOST avec plus de 200 modèles d'automobiles différents et plus de 200 millions de nœuds livrés depuis 2001.

En 2012, est arrivée la version MOST 150 qui doit son nom à son débit de transmission de 150 Mbit/s. C'est l'évolution des premiers réseaux en anneau MOST 25 puis MOST 50, avec deux apports clés : un canal pour Ethernet et la montée en débits. MOST 150 intègre un canal Ethernet avec une largeur de bande variable – MOST Ethernet Packet (MEP) – pour supporter les trames Ethernet en sus des trois canaux classiques pour le contrôle des messages, les données en flux continu et les données en paquets. La demande de débits de plus en plus élevé provient de l'inflation des applications dont celles en vidéo avec multi-écrans qui sont très gourmandes en bande passante. Cette montée en débits semble un point positif pour le MOST 150. En fait, c'est une course pour rattraper les 200 à 800 Mbit/s de l'IDB-1394 – avec un maximum futur de

3,2 Gbit/s – et la montée du 100 Mbit/s de l'Ethernet vers l'attendu 1 Gbit/s du Gigabit Ethernet (GbE). Un point noir supplémentaire pour le MOST 150, la nécessité de faire appel à des Codec – et aux coûts associés – pour la compression et décompression des informations multimédia.

Pour les réseaux IDB-1394, l'automobile n'est qu'un des marchés couverts car on rencontre IEEE 1394 aussi en audio-vidéo, avionique, défense, capteurs... à un point tel qu'en octobre 2015, le groupement d'industriels intitulé 1394 Trade Association a été dissous en estimant que les marchés et le protocole étaient devenus matures. IDB-1394 a comme principales caractéristiques la transmission des données dans les modes asynchrone et isochrone, soit en temps réel, sur des bus en transmission parallèle à 32 ou 64 bits ; les débits, du simple 100 Mbit/s au très haut débit de 3,2 Gbit/s ; le support physique qui peut être en paires torsadées blindées (shielded twisted pair – STP), en quatre paires (shielded twisted quad – STQ), en coaxial en cuivre ou en fibre optique en plastique ou en silice. Ce protocole gère, bien évidemment, la notion de multiples canaux de transmission et de multi-utilisateurs, le tout en simultané sur le même bus ou sur une topologie en arbre, en étoile ou en anneau. À noter, que cette norme IEEE 1394-2008 devrait évoluer en 2016.

Quant à la pieuvre Ethernet, avec ses ramifications dans tous les types de réseaux, elle se devait de se créer une place dans l'automobile. Le démarrage a été poussif et peu de constructeurs sont friands de ce protocole pour trois raisons : le débit limité à 100 Mbit/s, le câblage en paires torsadées catégorie 5, lourd et onéreux, et la qualité de service (QoS), autre point noir car nécessitant du logiciel et des mémoires-tampons supplémentaires. Après diverses remises en question, certains annoncent qu'il se pourrait que l'année 2016 soit celle où « Automotive Ethernet » puisse prendre la forme d'une dorsale pour les réseaux des véhicules grâce à l'arrivée du 1 GbE sur une simple paire torsadée. D'autres experts sont dubitatifs pour deux raisons : la norme définissant le GbE sur fibre optique plastique est en cours de développement par le groupe de travail IEEE P802.3bv « Gigabit Ethernet over plastic optical fiber taskforce », elle n'est attendue

que pour le premier trimestre 2017 et, par ailleurs, lors de la 16e conférence de connexité MOST en Asie, en novembre 2015, deux annonces clés ont porté sur Linux et le 1 Gbit/s pour MOST. Côté Linux, il a été présenté le fait que le noyau Linux principal intégrera un pilote Linux MOST pour accéder à toutes les données de MOST et prendre en charge les interfaces USB, Media LB et I2C, ALSA (audio), V4L2 (vidéo)

et la communication basée sur IP, protocole Internet cf. fig.1

Pour les industriels impliqués dans le MOST, c'est d'autant plus important que le cabinet d'études de marché IHS prévoit que d'ici 2020, la plateforme Open source Linux, avec plus de 40% de part de marché, dominera le marché de l'info-divertissement embarqué, d'où un plan de développement ambitieux cf. fig.2.

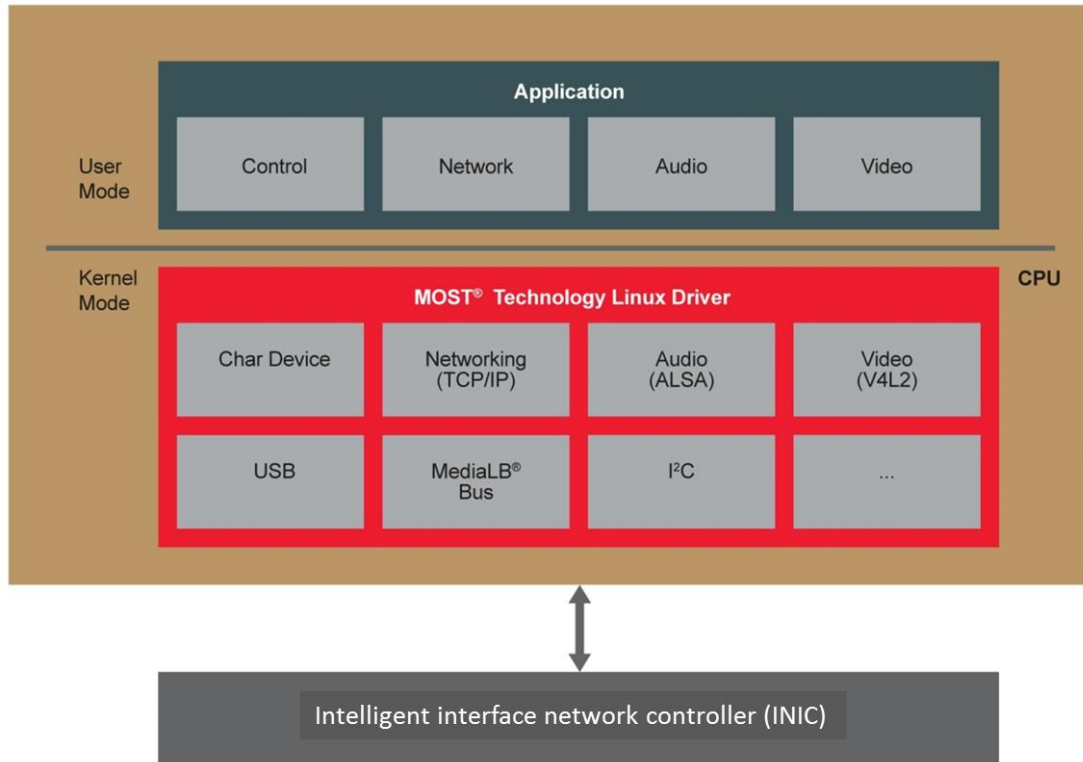


Fig.1 : Architecture des pilotes Linux (Source : Microchip)

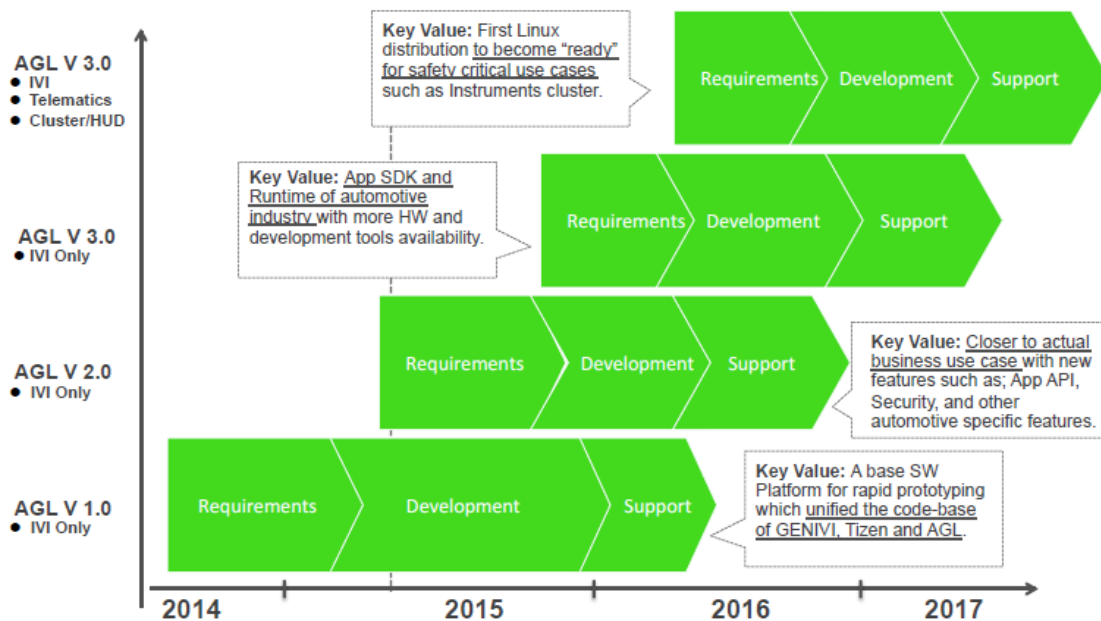


Fig.2 : Plan de développement de Linux pour l'automobile (Source : Linux Foundation)

2. Pour quelles applications ?

Le vocable associé au mariage fibre optique – automobile est « Technologie multimédia » soit, plus largement, tous les équipements et systèmes qui touchent à l'aide à la conduite, aux diagnostics, à la communication interne au véhicule ou avec l'extérieur ainsi que pour le domaine des loisirs. Sans être exhaustif, on y trouve aussi bien les équipements audio de radio ou CD et haut-parleurs surdimensionnés, lecteurs MP3, équipements vidéo de TV ou DVD avec écrans incorporés aux sièges, de radiotéléphonie GSM, de systèmes de positionnement GPS et de navigation avec voix et images animées, d'aide à la vision avec les radars et caméras de recul, de stockage de données avec la connectique pour les clés USB, d'applications Bluetooth et bien d'autres comme la connexion à Internet. À noter que le standard IEEE 1394:2008 a

prévu la protection des contenus transitant par le réseau et des supports type DVD (digital transmission content protection – DTCP). En MOST 150, cette fonctionnalité est complétée, depuis octobre 2015, par la protection supplémentaire apportée par la norme CI+. En américain, l'ensemble du réseau, des équipements et des fonctions est regroupé sous les deux quasi-synonymes in-car entertainment (ICE) ou in-vehicle infotainment (IVI) et, plus globalement, sous le nom in-vehicle network (IVN) faisant ainsi le parallèle avec ce qui se passe dans le domaine de l'aviation commerciale avec in-flight network (IFN) et ses déclinaisons pour le personnel navigant et pour les passagers. Fujitsu va plus loin en considérant le véhicule comme un des éléments du système global d'information cf. fig.3.

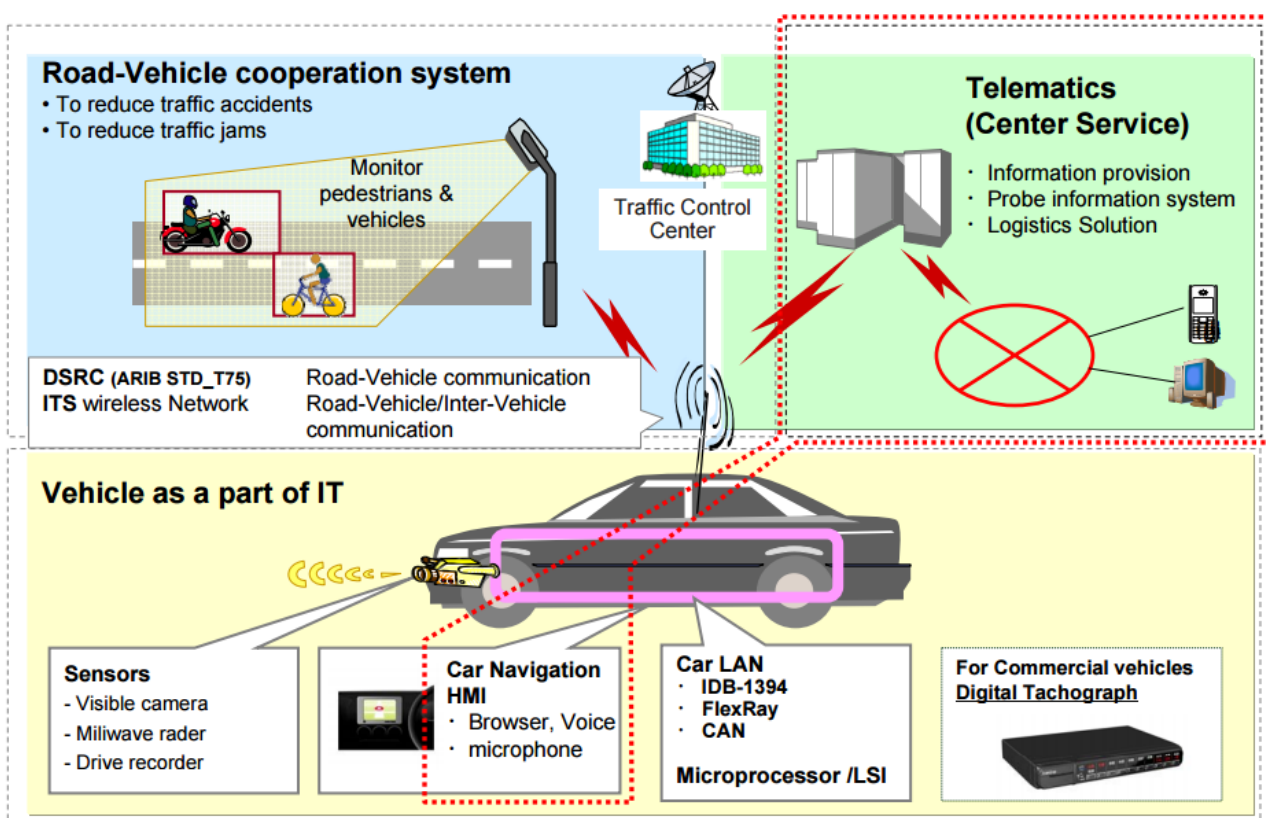


Fig.3 : Système de transport intelligent (intelligent transport system – ITS) vu par Fujitsu (Source : Fujitsu)

3. Et le cloud ?

L'informatique en nuage ou du moins le stockage de données et leurs accès intéressent fortement les constructeurs automobiles mais aussi leurs sous-traitants. Ainsi, l'équipementier Robert Bosch, qui propose déjà aux industriels des offres comme les services eCall ou conciergerie, a annoncé, fin 2015, la mise à disposition de services pour les automobiles connectées tels que les informations, en temps réel, sur les conditions de circulation, le trafic automobile, les conditions climatiques, etc. Il prend exemple sur son

concurrent Continental qui a l'offre e-Horizon (electronic horizon) construite en collaboration avec IBM et Cisco cf. fig.4 ou sur l'offre de Delphi qui propose l'application Delphi Connect en s'appuyant sur Azure, la plateforme cloud de Microsoft. Bosch irait même jusqu'à indiquer la localisation exacte de bornes de recharges de véhicules électriques en fonction du niveau de la batterie. Il propose deux modes d'accès pour connecter le véhicule au nuage : le premier, c'est l'intégration de la solution My Spin, qui utilise le smartphone comme pilote, aussi bien sous Apple iOS que sous Android, et qui permet

aux applications installées sur le téléphone d'être actives sur la console centrale ; le second, c'est l'établissement d'une liaison entre la voiture et le cyberspace via le Connectivity control unit (CCU) de Bosch, un équipement qui contient un module de radiocommunications et qui requiert une carte SIM.

4. Avec quels produits ?

Côté support physique, la fibre optique s'implante de plus en plus au détriment des câbles en cuivre grâce à ses qualités intrinsèques : aucun risque d'interférence électromagnétique et insensibilité aux perturbations électromagnétiques, ainsi un cheminement parallèle aux câbles électriques ou proche des moteurs électriques (sièges, vitres, rétroviseurs...) est possible et il n'y a pas cette contrainte pour la conception des faisceaux de câbles ; poids plus faible, environ neuf grammes par mètre contre soixante-dix pour le cuivre ; souplesse d'installation car le diamètre du câble est inférieur à trois millimètres ; débits de transmission plus élevés allant à 1 Gbit/s voire à plus de 3 Gbit/s ; large gamme d'émetteurs-récepteurs, etc.

Dès l'origine, la seule fibre optique qui était installée dans l'automobile était une fibre en plastique standard, avec un cœur en PMMA (poly méthacrylate de méthyle) de 970 microns de diamètre et une gaine d'un millimètre (fibre 970/1000) en polymère. Elle est résistante jusqu'à 95 °C, a un affaiblissement linéique

d'environ 0,2 dB par mètre lors de transmissions à 650 nanomètres et un rayon de courbure de l'ordre de quinze millimètres. Mais, les fibres optiques en silice unimodales ou multimodales ont leurs supporters. Ainsi, en janvier 2009, la norme IEEE 1394 a été complétée par les spécifications pour la fibre optique unimodale en silice, document intitulé « IEEE 1394 Single-mode Fiber PMD Specification », pour des transmissions à 1 500 nanomètres et un affaiblissement linéique maximum de 0,35 dB/km. Et, depuis juin 2011, la révision 1.0 de la norme IEEE 1394:2008 intitulée « 1394 Automotive Glass Fiber Specification (Supplement to IDB-1394) » considère deux types de fibres optiques multimodales en silice : la fibre multimodale à gradient d'indice de 50 microns de diamètre de cœur et 125 microns de diamètre de gaine, fibre 50/125 bien connue dans les réseaux locaux d'entreprise, et la fibre construite avec une gaine en polymère renforcé (hard polymer cladding silicafiber – HPCF) à saut d'indice qui a un cœur de 200 microns de diamètre et une gaine de 230 microns (HPCF 200/230). Les deux doivent respecter la plage de températures de -40 °C à +105 °C et, pour les transmissions à 850 nanomètres, avoir un affaiblissement linéique maximum de 10dB/km pour la fibre 50/125 et 20 dB/km pour la fibre 200/230.

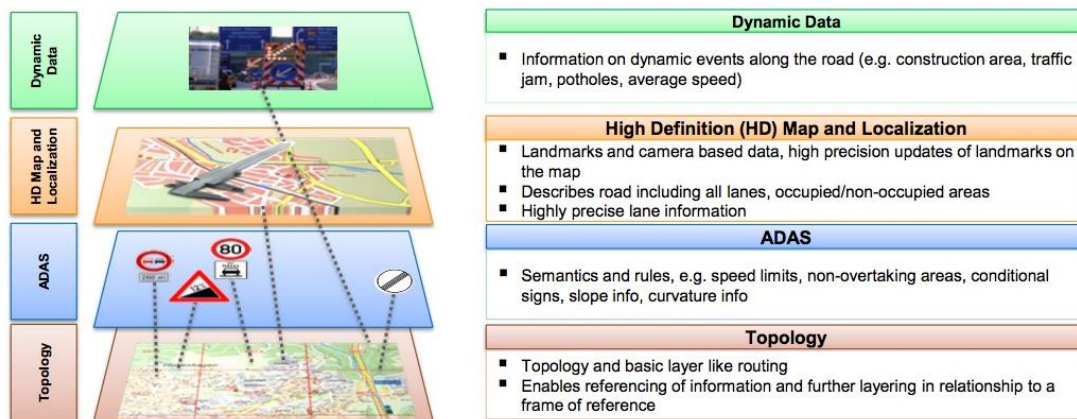


Fig.4 : Les quatre couches de l'application e-Horizon (Source : Continental)

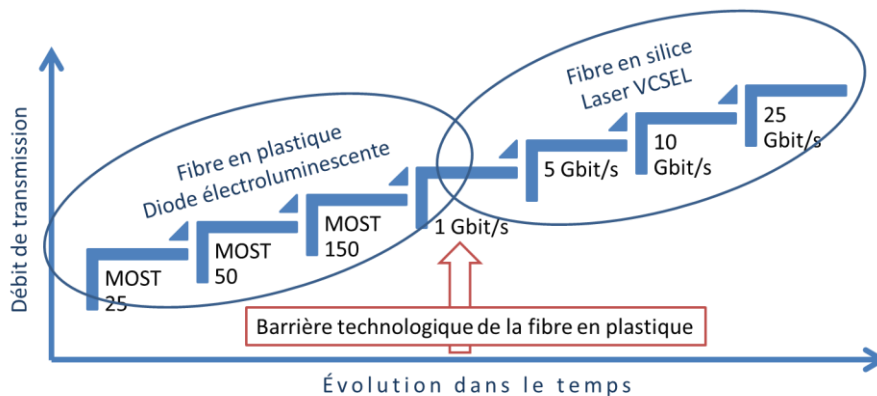


Fig.5 : Barrières technologiques de la fibre en plastique et des diodes à 650 nm (Source : JM. Mur)

Même tendance pour les réseaux MOST car les industriels travaillent sur le saut des débits au-dessus du 1 Gbit/s. Là, les diodes électroluminescentes et la fibre en plastique à saut d'indice devront laisser leur place aux lasers VCSEL et aux fibres en silice à gradient d'indice.

C'est, entre autres, le point de vue des équipementiers qui travaillent sur les liaisons optiques pour la future montée du MOST vers le 5 Gbit/s cf. fig.5.

5. Câbles de fibres optiques

Dans ce domaine des réseaux internes aux véhicules, les câbles sont de deux types : d'une part, ceux qui ne contiennent qu'une ou deux fibres optiques et sont relativement simples à fabriquer et, d'autre part, ceux qui transportent les fibres et l'alimentation électrique pour les équipements desservis. Cependant, la difficulté consiste à concevoir la composition des enveloppes car les fabricants doivent faire face à beaucoup plus de contraintes que pour les réseaux locaux. En effet, la barrière qu'ils constituent, entre les fibres et l'environnement, doit résister à la fois à des contraintes physiques et à des attaques de fluides.

Les contraintes physiques sont dues aux tensions venant des courbures, torsions, compressions, étirements, trépidations...

Les attaques des fluides proviennent des fluides propres au véhicule – essence, diesel, acide des batteries, glycol, liquide de freins, etc. – et à ceux apportés par les passagers comme les détachants de sièges ou de plastiques divers, les boissons café, coca, alcool... Et tout cela, sans oublier de prévoir une forte résistance à l'humidité et aux sels de déneigement.

6. Connectique optique

La connectique optique constituée de fiches optiques, raccords, traversées de cloisons, embases... se compose de deux grandes familles : la connectique classique des applications des fibres optiques et la connectique assurant à la fois les liaisons optiques et des liaisons électriques cf. fig.6 et fig.7.



Fig.6 : Connectique automobile pour deux fibres en plastique (Source : TE Connectivity)

Côté fibre optique plastique et IEEE 1394, la connectique est définie dans le document « PMD for FiberOptic Wake-on-LAN »



Fig.7 : Connectique automobile pour quatre fibres en plastique et quarante contacts électriques (Source : TE Connectivity)

de juillet 2006. Il y est précisé, annexe C, que pour distinguer les séquences d'assemblage des câbles dans le véhicule, quatre différentes clés de détrompage ont été définies pour les fibres en plastique. Chaque clé est identifiée par une couleur : blanc, noir, gris et marron. Quant aux fibres en silice, l'IEEE 1394 préconise le double LC. Pour prévenir les conséquences d'une inadvertance de connexion entre les types de fibres, il sera utilisé la couleur bleue pour les fibres unimodales et la couleur noire pour les multimodales cf. fig.8.

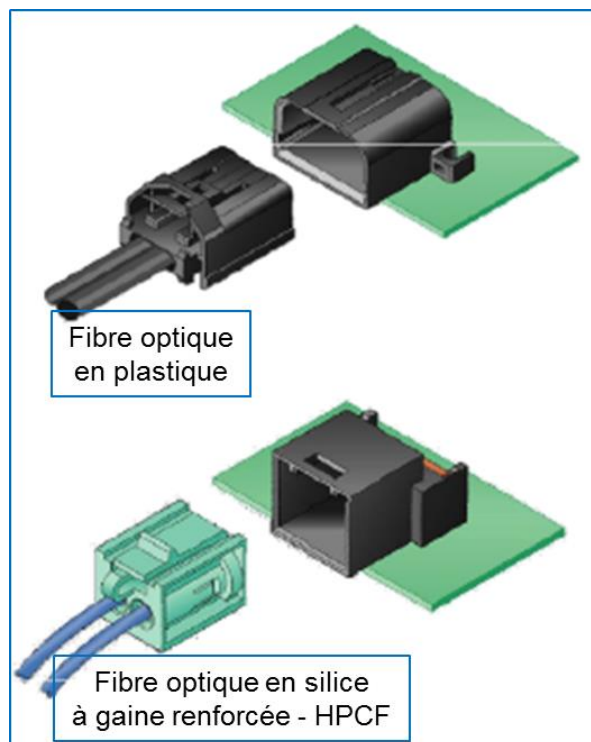


Fig.8 : Connectique pour fibre optique du réseau IEEE 1394 (Source : Molex)

Quant à la connectique du futur, un aperçu de ce qui pourrait s'écrire MOST à 5 Gbit/s, a été présenté par TE Connectivity en novembre 2015 à Tokyo cf. fig.9. Pour les liens, les tests et mesures sont effectués par des équipements tels des testeurs dotés d'une source lumineuse et d'un puissance-mètre cf. fig.10.

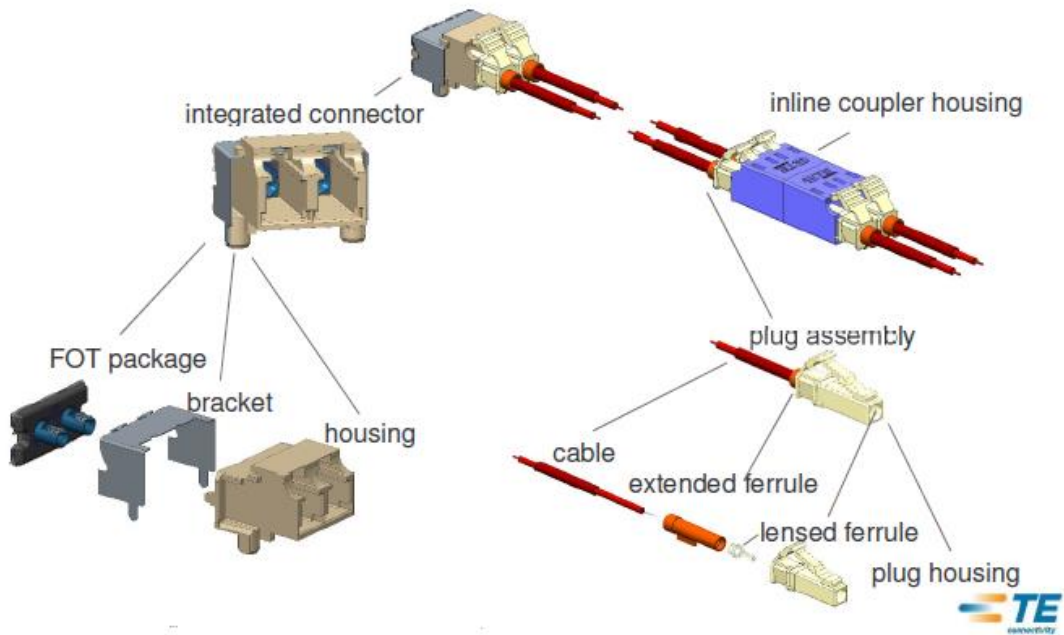


Fig.9 : Aperçu de la connectique optique pour le futur MOST à 5 Gbit/s (Source : TE Connectivity)



Fig.10 : Appareil de test pour les liens en fibre optique en plastique (Source : Comoss)

des signaux se fait sur des distances très courtes, via une diode électroluminescente (DEL) à 650 nanomètres, la réception se fait via une photodiode PIN cf. fig.11.

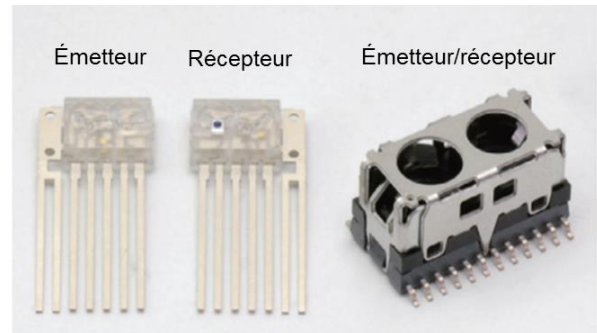


Fig.11 : Exemple d'émetteur et récepteur pour fibre optique en plastique (Source : Hamamatsu)

7. Composants actifs

Pour les composants actifs, comme dans tous les autres domaines de la photonique, la tendance est à l'intégration de plus en plus poussée. Parmi ceux-ci, on trouve les émetteurs-récepteurs pour fibres optiques (fibre optic transceivers- FOT) qui, comme pour les câbles à fibres optiques, doivent avoir des caractéristiques physiques leur permettant d'être opérationnels dans des environnements difficiles. Avec le support fibres optiques en plastique, la transmission

La prochaine arrivée des débits supérieurs à 1 Gbit/s verra l'émergence des FOT à base de VCSEL travaillant à 850 nanomètres sur les fibres en silice et de photodiodes à sensibilité améliorée. Présents également, des composants divers tels des contrôleurs d'interfaces avec le réseau, des codecs vidéo pour les caméras embarquées, des processeurs pour la protection DTCP, etc. L'intégration se fait aussi au niveau des sociétés puisque, le 4 décembre 2015, Avago Technologies est devenu propriétaire des actifs du domaine d'activité fibre optique en plastique dont les cordons optiques actifs, les convertisseurs, etc. de l'américaine Electronic Links International, Inc.

Bien évidemment, le marché de la fibre optique dans l'automobile se développe pour d'autres véhicules tels les autocars et les camions cf. fig.12. Enfin, en attendant un avenir de la voiture sans conducteur, vous pourrez être informés sur les domaines audio-vidéo-

télématique-navigation-etc. lors d'événements spécialisés comme la réunion AGL All members meeting, prévue les 7 et 8 septembre à Munich, la 9^{ème} Autosar open conference programmée les 27 et 28 septembre 2016 à Göteborg (Suède), la 19^{ème} International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems qui se tiendra à Rio de Janeiro du 1^{er} au 4 novembre 2016. Bonnes découvertes et bonne route...

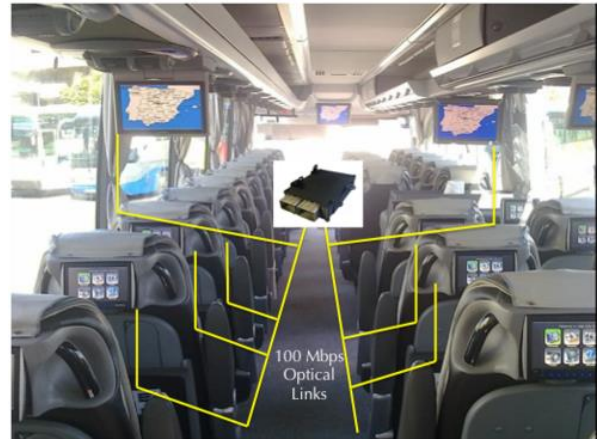


Fig.12 : La fibre optique dans les autocars (Source : KDPOF)

Pour en savoir plus...

<http://automotivelinux.org>

Pour tout savoir sur la présence de Linux dans le domaine automobile à travers *Automotive Grade Linux* (AGL), ensemble de solutions logicielles pour les systèmes *in-vehicle infotainment* (IVI) et leur prochain événement : *AGL All members meeting*, les 7 et 8 septembre 2016 à Munich.

www.autosar.org

Site d'*Automotive open system architecture* (AUTOSAR), groupement d'industriels œuvrant au niveau mondial pour le développement de protocoles, produits et systèmes compatibles pour l'automobile et leur prochain événement : *9^e Autosar open conference* programmée les 27 et 28 septembre 2016 à Göteborg (Suède).

www.ieee802.org/3/bv/

Site du groupe de travail sur le projet de norme P802.3bv concernant le Gigabit Ethernet sur fibre optique en plastique.

<http://sites.ieee.org/itss/>

Site de l'IEEE spécialisé dans les systèmes de transport intelligent (*intelligent transport systems society – ITSS*); infos sur le congrès *19th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems (ITSC 2016)* qui se tiendra à Rio de Janeiro du 1^{er} au 4 novembre 2016.

https://www.jaspar.jp/english/index_e.php

Site de l'association d'industriels japonais concernés par le développement des applications dans les véhicules : *Japan automotive software platform and architecture* (JASPAR).

www.mostcooperation.com/

Pour tout savoir sur la technologie Most (*media oriented systems transport*), les principaux acteurs impliqués dans le développement, pour télécharger les spécifications Most.

www.opensig.org/

Site de l'OPEN alliance (*one-pair EtherNet alliance*) qui a été créée pour le développement d'Ethernet sur paire torsadée en cuivre dans l'automobile et qui, désormais, milite pour la fibre optique en plastique.

www.opensig.org/tech-committees/tc7/

Comité technique n°7 de l'OPEN alliance qui est dédié au développement du Gigabit Ethernet sur fibre optique en plastique dans l'automobile.

www.pofto.org/home/

Site de l'association d'industriels POFTO (*plastic optical fiber trade organization*) entièrement dédié aux fibres optiques en plastique (FOP). Pour télécharger des documents et articles de vulgarisation et trouver des liens vers les conférences ou expositions professionnelles dédiées aux FOP.

Photodiode : caractérisation, modélisation et application

Bernard JOURNET, Jean-Baptiste DESMOULINS, Stéphanie CASSAN, Nguyễn CHI THANH
Bernard.JOURNET@ens-cachan.fr
ENS Cachan – Université Paris Saclay, 61 avenue du Président Wilson, 94230 Cachan

Résumé : L'étude des photodiodes peut être abordée dans des enseignements sur les capteurs optiques, la conversion d'énergie, voire sous l'angle des télécommunications optiques. Les caractéristiques d'une photodiode sont d'ordre statique et dynamique, leur sensibilité étant le paramètre fondamental à mettre en évidence pour tous les domaines d'application. Les propriétés dynamiques vont concerner davantage les aspects de télécommunications ou d'instrumentation. Il y a moyen de trouver ici des expériences adaptables à tout niveau de l'enseignement supérieur voire de l'enseignement secondaire si l'on voulait bien considérer l'importance que revêt de nos jours l'optoélectronique.

Mots clés : photodiode, sensibilité, comportement dynamique, capacité de jonction, modélisation.

1. Introduction

Le but de cet article est de présenter ce qu'il est possible de faire à partir d'un montage relativement simple en optoélectronique afin de montrer les propriétés d'une photodiode à la fois sous l'aspect dynamique et statique, et de présenter une application de ce montage à la transmission d'un signal audio.

Le sujet d'étude est donc une photodiode PIN [1], de surface relativement grande et facile à mettre en œuvre compte tenu de sa connectique BNC. Pour « éclairer » cette photodiode nous utilisons des diodes électroluminescentes (DEL) de couleurs différentes mais de longueurs d'onde connues, montées dans un boîtier lui-même relié à la maquette par un cordon multibrins. Ces DEL sont alimentées du point de vue électronique par une source de courant réglable finement. Un photomètre étalon permet de connaître la puissance optique reçue par la photodiode et donc en quelque sorte d'étalonner les sources lumineuses.

Une étude dynamique est possible grâce à une entrée modulation sur la source de courant alimentant les DEL. Cela permet d'étudier le comportement fréquentiel d'un montage à amplificateur de transconductance et de mesurer des caractéristiques fines de la photodiode. Cette entrée permet aussi d'appliquer un signal audio à transmettre par le biais d'une porteuse optique.

2. Le système expérimental

2.1. Émetteur

Le schéma du montage de l'émetteur est donné Figure 1.

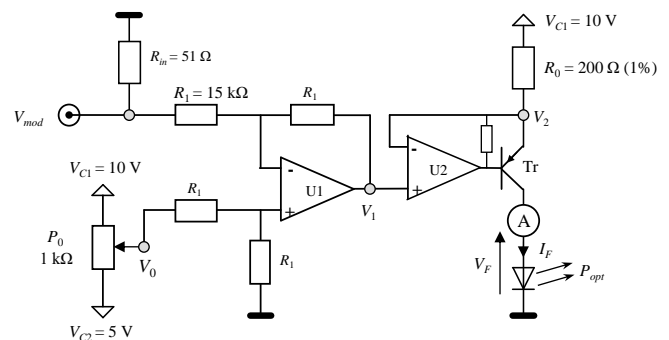


Figure 1 Montage émetteur permettant de commander au choix une des diodes électroluminescentes.

Le circuit électronique est une source de courant associant un amplificateur opérationnel (U1) à un transistor PNP (T1) qui fournit le courant aux DEL. L'amplificateur opérationnel (U2) réalise la somme entre la tension de référence V_0 , réglable entre +5V et +10V par le potentiomètre de précision (P0), et une tension de modulation, notée V_{mod} . La tension V_0 permet de régler le point de fonctionnement des DEL et donc côté récepteur celui de la photodiode. L'intensité du courant traversant une DEL est donnée par

$$I_F = \frac{V_{C1} - V_1}{R_0} \text{ où } V_1 = V_0 - V_{mod}$$

2.2. Récepteur

La photodiode est montée sur le banc optique ; elle est reliée par un cordon BNC au circuit électronique. Ce dernier peut consister soit en un montage photoconducteur (photodiode en série avec une résistance, ici de 30 k Ω) soit à un amplificateur de transimpédance comprenant un amplificateur opérationnel et une résistance (ici aussi de 30 k Ω). La tension V_{pol} réglable de 0 V à +15 V permet

d'ajuster la tension inverse aux bornes de de la photodiode

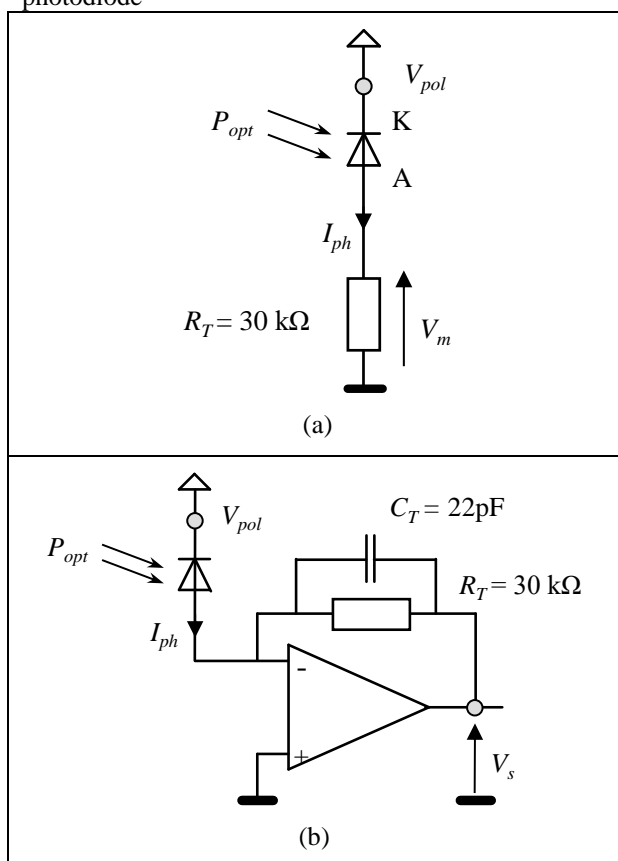


Figure 2. Montages récepteurs : photodiode en mode photoconducteur à gauche (a) et associée à un amplificateur de transimpédance à droite (b).

On dispose aussi d'un photorécepteur étalon Thorlabs PM100 que l'on peut monter à la place de la photodiode, sur le banc optique.

Sur la Figure 2(b) on note la présence d'un condensateur C_r . Son rôle est d'assurer la stabilité du montage récepteur ce qui se justifierait ferait à partir du modèle qui sera introduit dans la partie 4.

2.3. Banc optique

Le banc optique permet d'aligner le boîtier contenant les DEL avec le photodétecteur employé, en assurant la focalisation par une lentille convergente (ici de focale égale à 30 mm). La toute première étape de l'étude expérimentale consiste donc en un réglage optique des composants sur le banc. Les critères de réglage sont d'assurer une transmission maximale de la puissance émise sur les photorécepteurs et une focalisation du faisceau optique de façon à ce que la taille du faisceau soit plus petite que le plus petit des deux détecteurs. Il faut en cours de manipulation cacher les éléments sur le banc de la lumière ambiante, en particulier de l'éclairage artificiel apportant une composante à assez importante (mais ce qui est aussi une source de questions).

3. Étude statique

3.1. Émetteur

Les caractéristiques des émetteurs sont obtenues ici par méthode volt-ampère-métrique (montage "courte dérivation"). Les multimètres employés sont des modèles de précision.

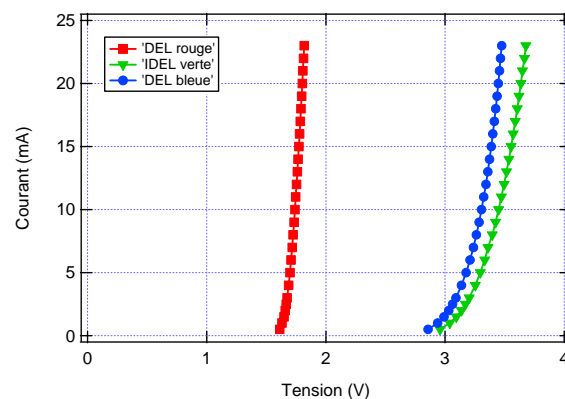


Figure 3. Caractéristique courant-tension des diodes électroluminescentes

Sur cette figure on peut observer les tensions seuils des DEL, dépendant du semi-conducteur employé. Pour la LED rouge la tension seuil est d'environ 1,8 V ; pour la DEL bleue elle vaut environ 3,2 V et pour la verte 3,5 V. Ces tensions seuils très différentes de celle d'une diode de signal ou de redressement au silicium sont en général "troublantes" pour les étudiants, d'où l'intérêt de cette mesure ! Elles sont à relier au matériau semi-conducteur utilisé.

La puissance optique est mesurée par le photomètre étalon. Cette mesure n'est pas celle de la puissance émise par la DEL mais celle qui sera reçue dans les mêmes conditions expérimentale par la photodiode étudiée. Les trois DEL étant montées sur une ligne verticale du boîtier les contenant il faut refaire le réglage optique pour chaque DEL.

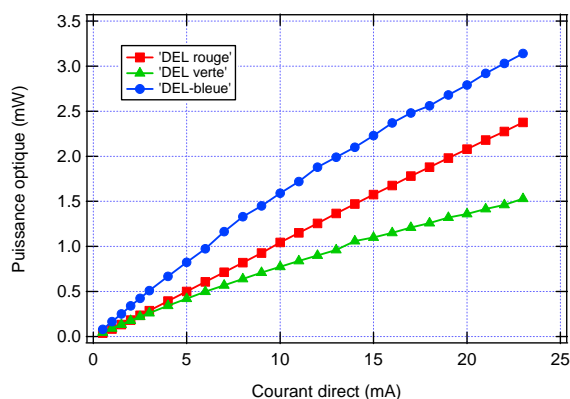


Figure 4. Puissance optique reçue au niveau des photodétecteurs en fonction du courant direct I_F dans la DEL

Sur cette figure on observe que le comportement puissance optique émise en fonction du courant direct dans la DEL est plus ou moins bien linéaire. Les données constructeurs font état pour ces DEL d'une puissance d'environ 1000 mcd pour un courant de 20 mA. Compte tenu de la sensibilité de l'œil cela entraîne des puissances émises nettement plus fortes pour le rouge et le bleu correspondant à de faibles sensibilités de l'œil. Il est donc possible d'introduire ici l'unité candela, et la sensibilité de l'œil.

3.2. Récepteur

Les mesures sont effectuées ici en plaçant un ampèremètre directement en série avec la photodiode, celle-ci étant polarisée sous une tension réglable.

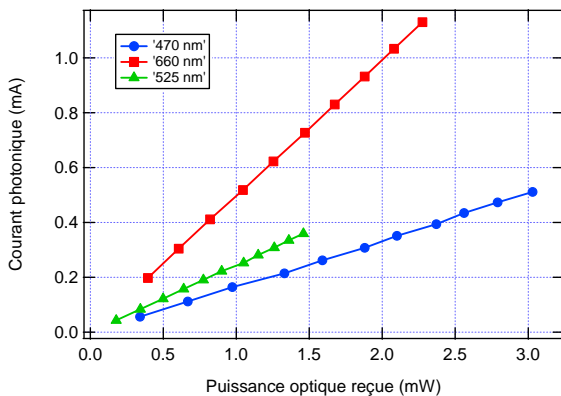


Figure 5. Puissance optique reçue au niveau des photodétecteurs en fonction du courant direct dans la DEL

Les mesures du courant photonique en fonction de la tension de polarisation montrent une totale indépendance du courant vis-à-vis de la tension.

D'après les résultats obtenus le comportement de la photodiode est bien linéaire pour chaque longueur d'onde utilisée ; les pentes des courbes donnent la sensibilité de la photodiode. Les résultats correspondants sont donnés dans le Tableau 1.

λ (nm)	470	525	660
Sensibilité (A/W)	0,17	0,25	0,49

Table 1. : Sensibilité de la photodiode en fonction de la longueur d'onde

La courbe correspondante est donnée Figure 6.

La formule théorique de la sensibilité est la suivante

$$\mathcal{R} = \eta \frac{q_e}{hc} \lambda \quad [1].$$

La courbe expérimentale est à peu près linéaire, en accord avec la formule théorique (mais ici nous n'avons que trois points). Néanmoins cette fonction n'a pas une ordonnée à l'origine égale à zéro.

La pente de cette courbe est de $1,74 \cdot 10^{-3} \text{ A.W}^{-1}/\text{nm}$. La sensibilité d'environ 0,5 A/W mesurée pour la longueur d'onde de 660 nm est d'un ordre de grandeur satisfaisant conduisant à une efficacité quantique de 0,93.

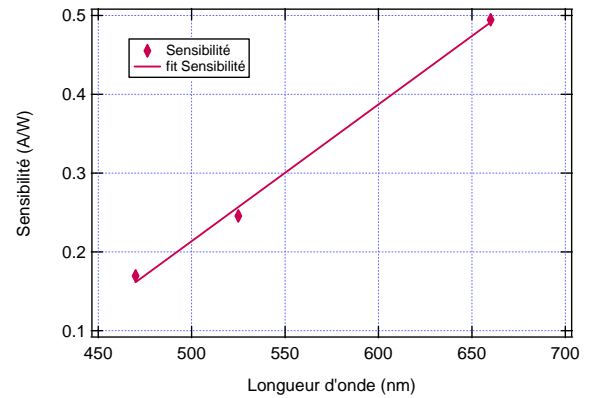


Figure 6. Sensibilité de la photodiode en fonction de la longueur d'onde

4. Étude dynamique

L'étude dynamique peut être conduite avec les deux montages présentés au début (voir Figure 2). Le courant dans une DEL (le choix n'a pas vraiment d'importance ici) est modulé par la tension V_{mod} . On peut montrer au départ la modulation à très faible fréquence pour faire prendre conscience aux étudiants qu'il s'agit d'une modulation de l'intensité lumineuse. La porteuse est constituée du signal optique.

4.1. Montage transimpédance : réponse en fréquence

La photodiode est associée à un amplificateur opérationnel et la conversion tension-courant est effectuée par la résistance $R_T = 30 \text{ k}\Omega$ (voir Figure 2b).

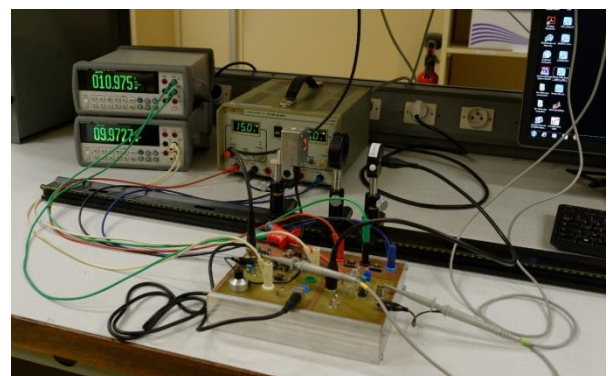


Figure 7. Photographie du montage lors du tracé des diagrammes de Bode. Configuration avec $V_{pot} = 11 \text{ V}$ et $I_F = 10 \text{ mA}$.

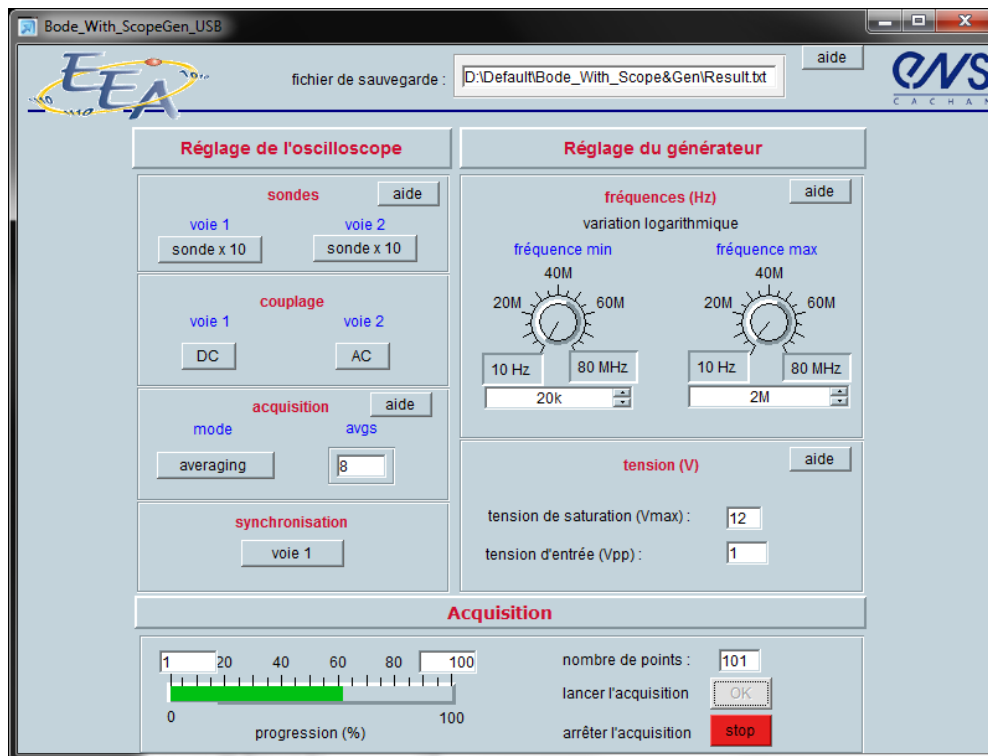


Figure 8. Interface utilisateur pour le tracé des diagrammes de Bode

On peut donc tracer, pour différentes valeurs de la tension de polarisation (V_{pol}) de la photodiode, le diagramme de Bode pour la fonction de transfert $\underline{H} = \frac{V_{out}}{V_{mod}}$. Le tracé des diagrammes de Bode a été

automatisé grâce à un programme élaboré avec le logiciel Keysight-Vee. Une copie d'écran de l'interface utilisateur est fournie sur la figure suivante (Fig. 8), donnant une idée des possibilités offertes à l'utilisateur.

Trois diagrammes obtenus pour des tensions de polarisation en inverse de 0,5 V, 2 V et 12 V sont donnés sur la Figure 9. On constate que la fonction de transfert \underline{H} est du type passe-bas, présentant un phénomène de résonance. De plus il y a une forte dépendance de cette fonction de transfert vis-à-vis de la tension V_{pol} : la fréquence de résonance et le facteur de surtension dépendent de la tension de polarisation.

Compte tenu de l'aspect des courbes on peut imaginer que les fonctions de transfert puissent être modélisées par des fonctions du second ordre, du moins pour une certaine gamme de fréquences. D'après les courbes de phase l'ordre deux n'est pas suffisant au-delà de 400 kHz.

$$|\underline{H}(f)| = \frac{H_0}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right)^2 + \left(2m\left(\frac{f}{f_0}\right)\right)^2}}$$

Pour mettre en œuvre cette modélisation nous avons utilisé le logiciel Igor. La Figure 10 présente aussi, en trait plein, les "fits" correspondant où l'on voit qu'ils donnent satisfaction jusqu'à environ 400 kHz. On obtient donc par ce "fit" le gain en basse fréquence, la fréquence propre et le coefficient d'amortissement (ou bien le facteur de qualité $Q = 1/2m$). On peut conduire une étude plus détaillée vis-à-vis de l'influence de la tension de polarisation V_{pol} en faisant varier celle-ci de 0,25 V à 15 V, en enregistrant à chaque fois le diagramme de Bode puis en réalisant le fit par le logiciel Igor. Cela conduit à la courbe de la Figure 10, donnant les variations de la fréquence propre f_0 et du coefficient d'amortissement m .

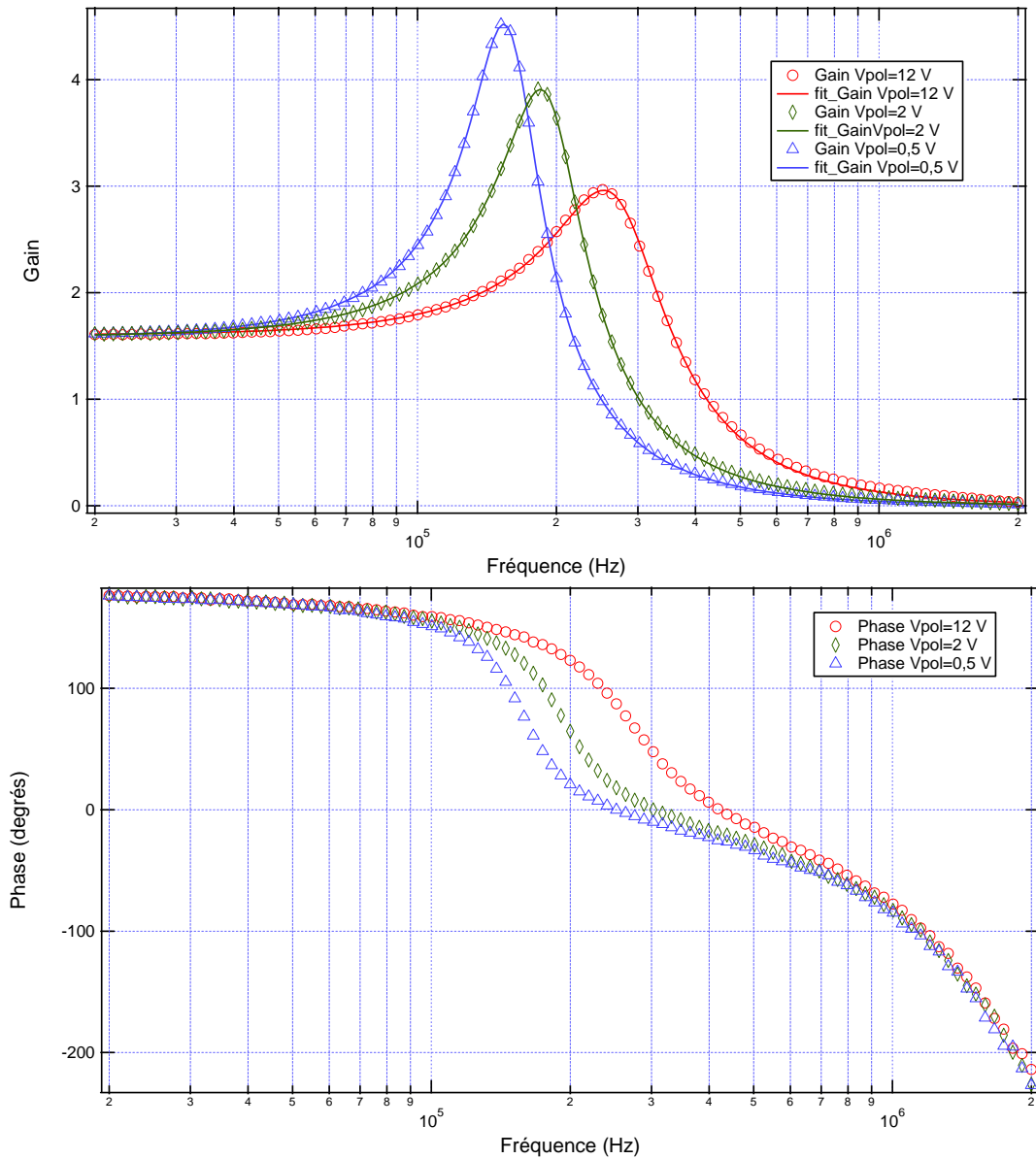


Figure 9. Fonction de transfert pour trois valeurs de V_{pol} qui est donc ici la tension de polarisation de la photodiode

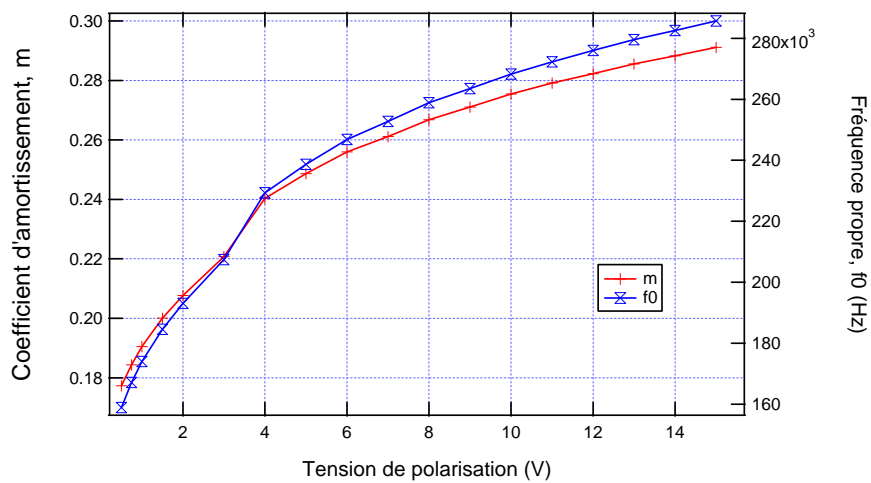


Figure 10. Fréquence propre et coefficient d'amortissement représentés en fonction de la tension de polarisation, en inverse, de la photodiode

Les deux courbes montrent des comportements tout-à-fait identiques à un coefficient multiplicateur près.

Le modèle de la photodiode en régime dynamique, faisant intervenir la capacité de jonction, notée C_J , de la photodiode (relativement grande pour une polarisation en inverse, d'autant plus ici que la photodiode choisie a un diamètre de 1 cm) associé à un modèle simple de l'amplificateur opérationnel prenant en compte une fonction de transfert du premier ordre et une capacité entre les deux entrées dites inverseuse et non-inverseuse (voir Figure 11) permet d'obtenir une fonction de transfert du second ordre pour le photodétecteur. En fait pour être plus précis il faut aussi tenir compte de la capacité équivalente du câble coaxial, notée C_c , reliant la photodiode au montage électronique qui s'ajoute à la capacité d'entrée C_i de l'amplificateur opérationnel C_J et à (on note alors $C_p = C_J + C_c + C_i$).

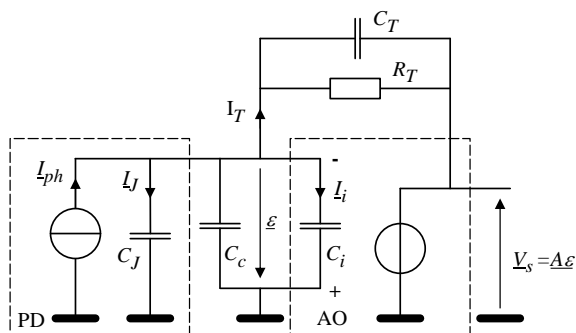


Figure 11. Modélisation de la photodiode associée à l'amplificateur de transconductance.

On note ici $\underline{\varepsilon} = \frac{V_s}{A}$ et $\underline{A} = \frac{A_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}}$ avec comme

ordres de grandeur $A_0 \approx 10^5$ et $\omega_1 = 62,8 \text{ rad.s}^{-1}$.

Le calcul de la fonction de transfert, avec l'hypothèse conduit au résultat suivant.

$$\frac{V_s}{I_{ph}} \approx \frac{-R_T}{1 + j \left[R_T C_T + \frac{1}{A_0 \omega_1} + \frac{R_T C_p}{A_0} \right] \omega - \frac{R_T (C_T + C_p)}{A_0 \omega_1} \omega^2}$$

On obtient alors la fréquence propre et le coefficient d'amortissement

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{A_0 \omega_1}{R_T (C_T + C_p)}}$$

$$m = \pi \cdot f_0 \left[R_T C_T + \frac{1}{A_0 \omega_1} + \frac{R_T C_p}{A_0} \right]$$

Les variations du coefficient d'amortissement sont, selon la Figure 8, tout à fait similaires à celles de la fréquence propre, ce que l'on retrouve, compte tenu de ce que $A_0 \approx 10^5 \gg 1$, même si ω_1 était une centaine de fois plus grand que C_T ($C_T = 22 \text{ pF}$ et $C_p > C_c = 50 \text{ pF}$).

$$m \approx \pi \cdot f_0 \left[R_T C_T + \frac{1}{A_0 \omega_1} \right]$$

4.2. Montage photoconducteur

Compte tenu de l'ensemble des capacités parasites présentes dans le montage de transconductance il est tentant d'étudier un montage plus simple, dans lequel on minimise les condensateurs. C'est celui de la Figure 2(a) où la photodiode débite directement dans une résistance de $30 \text{ k}\Omega$. Dans ce cas, en négligeant le temps de réponse de la LED et du convertisseur tension/courant, le temps de réponse du système est égal au produit de la capacité de jonction de la photodiode par la résistance de mesure. Le défaut de ce circuit, est que la polarisation de la photodiode fluctue comme la tension aux bornes de la résistance de mesure. On fera donc en sorte de travailler avec une photodiode dont la tension aux bornes présente une composante continue suffisamment grande devant la fluctuation. On choisit une tension $V_0 = 9,5 \text{ V}$ pour le convertisseur tension courant au niveau de l'émetteur, ce qui va permettre de travailler autour d'un éclairage moyen assez faible. Pour la tension de modulation on prend une tension carrée dont la valeur crête à crête provoque, en sortie, une fluctuation crête à crête de la tension aux bornes de la résistance de mesure de 60 mV . On est donc alors en mesure de dire que la tension aux bornes de la photodiode est pratiquement constante pour une polarisation inverse moyenne comprise entre $0,254 \text{ V}$ et $10,25 \text{ V}$.

Par ailleurs, la photodiode étant raccordée à la maquette par un câble coaxial, on fera en sorte de retirer 100 pF de la valeur de capacité obtenue, afin de ne représenter que la capacité de la photodiode.

En considérant le modèle de la jonction PN abrupte on peut chercher une expression du type $C_a(V_{diode}) = C_0 + \frac{C_1}{(V_1 + V_{diode})^{1/2}}$ pour interpréter les mesures.

Expérimentalement, on obtient la courbe suivante (Figure 12) pour la capacité de jonction et la fonction de "fit".

La modélisation avec le logiciel Igor conduit aux valeurs suivantes, données en fonction d'un écart-type : $C_0 = 83 \pm 12 \text{ pF}$ $C_1 = 790 \pm 32 \text{ pF}$ et $V_1 = 0,58 \pm 0,06 \text{ V}$. Les écart-types fournis par le logiciel sont assez importants, le modèle obtenu n'est qu'une indication. On peut imaginer d'autres formes de

courbes qui cadreraient plus ou moins avec les points expérimentaux obtenus.

Néanmoins l'ordre de grandeur de correspond assez bien à la capacité de 60 pF du cordon BNC de 60 cm de long utilisé pour raccorder la photodiode à la maquette. Cette capacité est associée à la capacité d'entrée de l'amplificateur, celle-ci serait donc d'environ 22 pF ce qui semble un peu surestimé. Mais compte tenu de l'incertitude sur la modélisation il est difficile de tirer des conclusions précises.

La valeur de V_1 représente un bon ordre de grandeur pour la tension V_{bi} d'une jonction PN à base de silicium. La capacité C_1 dépendant elle du dopage des deux parties P et N, il est difficile d'estimer un ordre de grandeur.

5. Application : transmission d'un signal audio

Sur l'entrée V_{mod} du circuit "émetteur" on peut brancher un lecteur de signal audio, lecteur de cassette d'autrefois, lecteur MP3 ou smartphone (attention selon le type de source choisie il peut y avoir des problèmes d'adaptation d'impédance). Le signal audio vient donc moduler la puissance optique émise par la DEL et la photodiode assure la démodulation. On constate ici la simplicité de la démodulation assurée par la seule photodiode.

Un petit amplificateur branché à la sortie et débitant sur un haut-parleur permet alors d'écouter le message transmis. La Figure 13 permet de comparer le signal audio en entrée du circuit émetteur et le signal audio en sortie de l'amplificateur de transimpédance. Les signaux sont tout à fait similaires, on dénote un très léger filtrage du bruit sur le signal démodulé.

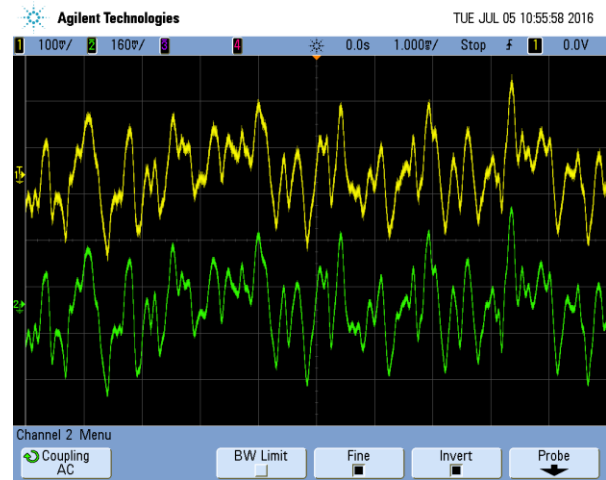


Figure 13. Copie d'écran montrant une acquisition du signal audio en entrée (voie 1) et en sortie (voie 2). La voie 2 est en mode AC pour ne voir que le signal démodulé et son amplification verti-cale a été ajustée pour arriver à des signaux de même amplitude sur l'écran de l'oscilloscope

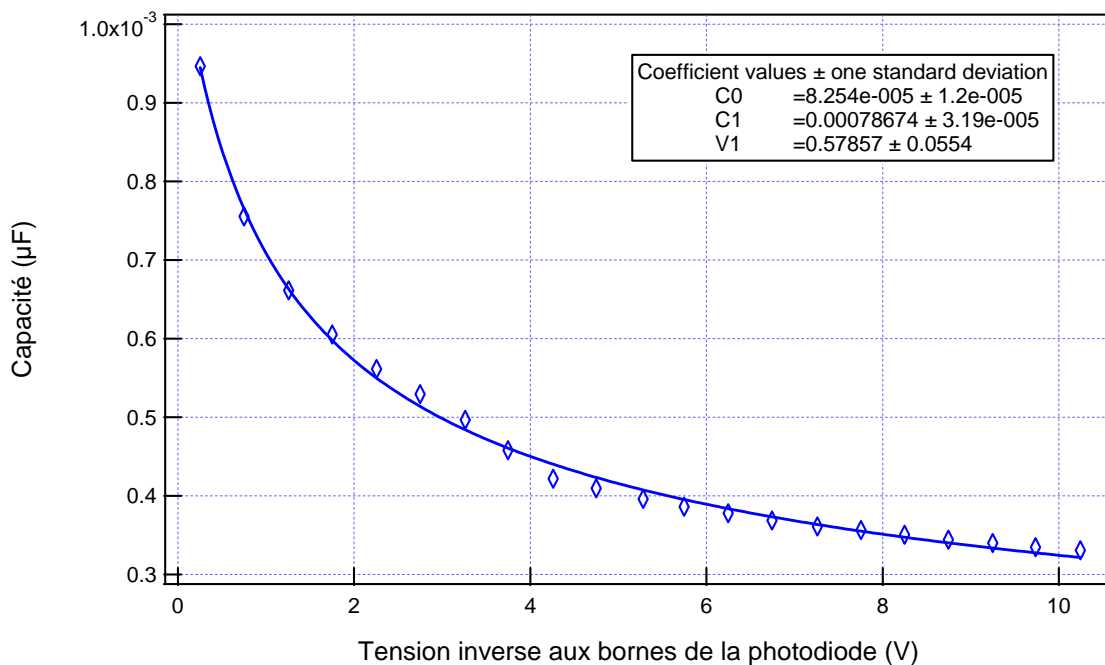


Figure 12. Détermination de la capacité de jonction de la photodiode ne fonction de la tension inverse à ses bornes.

On peut changer de couleur de DEL pour montrer que la transmission ne dépend pas de la longueur d'onde (mais selon la puissance émise par la DEL le niveau sonore peut varier). En coupant le faisceau lumineux la transmission du signal sonore est stoppée, ce qui est bien explicite pour les étudiants. Il est relativement facile, à ce stade, d'introduire auprès des étudiants les notions de fibre optique, de multiplexage en longueur d'onde et plus généralement de transmissions optiques.

6. Conclusion

Nous avons présenté ici un ensemble de manipulations autour de l'utilisation de composants optoélectroniques, la photodiode étant l'élément central. Outre l'étude statique des émetteurs de lumière et de la photodiode, il a été présenté une étude dynamique dont les résultats sont explicables par une bonne modélisation des éléments du système ici la photodiode et l'amplificateur opérationnel utilisé avec le récepteur. Un circuit plus simple, mais moins facile à utiliser permet de mettre finement en évidence la dépendance de la capacité de jonction de la photodiode vis-à-vis de la tension de polarisation en inverse : on "vit en direct" la variation de l'épaisseur de la zone de charge d'espace au niveau de la jonction PN ! Globalement les mesures faites en régime dynamique sont en accord avec des modélisations classiques des différents composants. Une étude possible à proposer aux étudiants après avoir fait cette manipulation de façon complète concernerait la stabilité du montage à transimpédance et donc la justification du rôle de la capacité C_T dans le montage.

7. Bibliographie

- [1] E. Rosencher, B. Vinter, Optoélectronique, Dunod, 2ème Édition, 2002.
- [2] H. Mathieu, H. Fanet, Physique des semiconducteurs et des composants électroniques, Dunod, 6ème Édition, 2009.

Régulation de température d'une cuve

JM ROUSSEL, K. BOUDJELABA

IUT de l'Indre, Département GEII, 2 avenue François Mitterrand 36000 CHATEAUROUX

Courriel : jean-marc.rousseau@univ-orleans.fr
kamal.boudjelaba@univ-orleans.fr

Résumé : L'article propose un système de régulation de température industriel basé sur l'utilisation d'une cuve inox calorifugée de 40 litres remplie d'eau (dont on cherche à maintenir la température) et d'un régulateur de la société Yokogawa. L'identification du système est réalisée en boucle ouverte suite à un échelon sous la forme d'un système évolutif. Deux correcteurs sont proposés et comparés par rapport à un échelon de température ou à l'ajout d'une perturbation.

Mots clés : modélisation, régulateur PID, méthode de Ziegler Nichols

1. Introduction

Dans le cadre du module M3102 (asservissement et régulation) du semestre 3 du DUT GEII, une série de travaux pratiques doit être proposée aux étudiants. Afin d'être proche des applications industrielles, nous avons développé, dans le cadre de projets, une cuve régulée en température. Cette cuve est représentative d'un élément de chaîne de traitement de surface simulant le trempage de pièces.

Au niveau pédagogique, cette maquette permet la réalisation de deux travaux pratiques : un premier sur l'identification d'un système évolutif et un second sur la régulation de température. Nous allons dans un premier temps, détailler le système développé. Dans un second temps, les résultats d'identification et de régulation obtenue seront présentés.

2. Présentation du procédé

2.1. Descriptif du système étudié

La partie matérielle du système est composée d'une cuve en inox pouvant contenir 40 litres de liquide. La cuve est équipée d'une sonde Pt100 (permettant la mesure de la température), d'un thermoplongeur monophasé de 3 kW (afin de chauffer le liquide) et d'un circulateur de chauffage afin d'uniformiser la température du liquide.

La figure 1 montre une photo du système, la figure 2 montre le schéma fonctionnel du système.

La partie régulation est assurée par un régulateur UT55A de la société Yokogawa. Ce régulateur est entièrement configurable et permet de disposer d'une régulation PID (8 fonctions de régulation intégrées, 8 algorithmes de régulation intégrés), d'une régulation à séquence Ladder ou d'une régulation à logique floue. Une centrale de mesures permet de récupérer les relevés des différentes grandeurs via un réseau

Ethernet. Cette centrale est également utilisée par d'autres maquettes de la salle.



Figure 1 : Photo système de régulation de température

La puissance de chauffe est apportée par le thermoplongeur commandé par un relais statique lui-même piloté par la sortie discontinue du régulateur.

Le système complet a été conçu dans le cadre d'un projet étudiant de seconde année. La réalisation de la partie opérationnelle a été sous traitée. L'armoire électrique a été réalisée en interne par les étudiants. Le coût d'une telle maquette est 15 k€ euros auprès d'une société de matériel didactique alors que notre coût est de 6 k€ euros, soit un gain de 9 k€ euros !

2.2. Modélisation du bain et de la cuve

On souhaite disposer d'un modèle thermique simplifié. On exprime l'évolution de chaleur Q absorbée ou cédée par un corps de masse m dont la température évolue selon l'équation suivante :

$$dQ = mCdq \quad (1)$$

Où m est la masse d'eau à chauffer en kg, C la chaleur massique de l'eau en J/Kg.°C ($C = 4180$ J/kg.°C pour l'eau) et θ la température de l'eau.

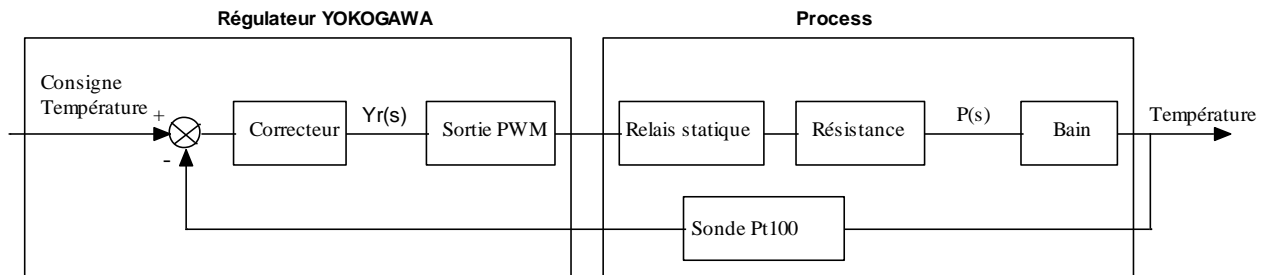


Figure 2 : Système de régulation de température

La puissance à fournir pour augmenter la température de l'eau de la valeur $d\theta$ est :

$$P = \frac{dQ}{dt} = mC \frac{dq}{dt} \quad (2)$$

On doit toutefois tenir compte des déperditions thermiques qui peuvent s'exprimer selon la loi de Fourier sous la forme :

$$P = \frac{dQ}{dt} = mC \frac{dq}{dt} + KS(q - q_0) \quad (3)$$

Avec K coefficient faisant intervenir les coefficients de convection et conduction thermique, et S la surface d'échange en m^2 .

Afin de réaliser un procédé de type intégrateur, on dote la cuve d'une double paroi avec un isolant. Les déperditions thermiques peuvent être négligées. On conservera pour la suite de l'étude l'équation (2).

L'équation qui régit alors le procédé en prenant la température ambiante comme origine et la puissance constante est la suivante :

$$q(t) = \frac{P}{mC}t + q_0 \quad (4)$$

La montée en température est linéaire. C'est le cas d'un système parfaitement calorifugé mais aussi le cas des régimes adiabatiques (l'échange de chaleur avec le milieu ambiant n'a pas le temps de se faire).

Il est à noter qu'il faut 2508 s (≈ 42 mn) pour atteindre une variation de température de 30°C pour 40 litres d'eau avec une puissance de chauffe de 3 kW.

En passant dans le domaine de Laplace, l'équation (2) permet d'établir la fonction de transfert ci-dessous :

$$H_{\text{bain_cuve}}(s) = \frac{P(s)}{q(s)} H_{bc}(s) = \frac{1}{mCs} \quad (5)$$

2.3. Modélisation de la résistance de chauffe et du relais statique

Une résistance électrique assure le chauffage à l'intérieur de la cuve, un relais statique permet de moduler la puissance dissipée dans l'eau.

Le relais statique est un gradateur monophasé qui laisse passer la tension pendant un nombre entier de périodes p et il bloque ensuite la tension pendant $p' - p$ périodes cf figure (3). Les intervalles de conduction se répètent périodiquement. La période de conduction est égale ou supérieure à une période du réseau.

La valeur efficace du courant est alors donnée par :

$$I^2 = \frac{1}{2pp'} \int_0^{2pp'} i^2(q) dq$$

$$I^2 = \frac{1}{2pp'} \int_0^{2pp'} \left(\frac{V\sqrt{2}}{R} \sin q \right)^2 dq \quad (6)$$

Soit son expression finale :

$$I = \frac{V}{R} \sqrt{\frac{p}{p'}} = \frac{V}{R} \sqrt{a} = I_{\text{max}} \sqrt{a} \quad (7)$$

On appelle $t_c = \alpha T_c$ la durée de fermeture du relais statique. T_c étant la période des trains d'ondes envoyés à la résistance de chauffe. α égal à p/p' , appelé le rapport cyclique, varie entre 0 et 1.

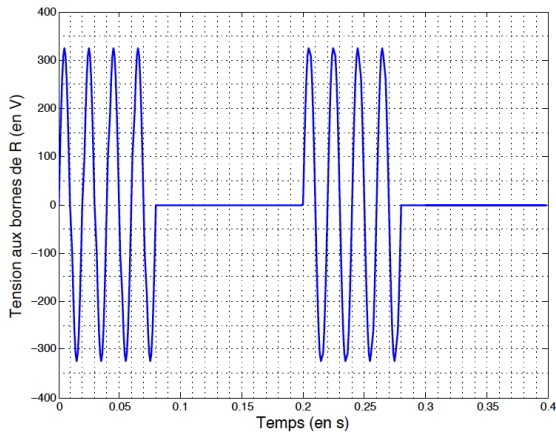


Figure 3 : Tension aux bornes de la résistance de chauffe

Si P est la puissance active fournie à la résistance chauffante et P_{max} la puissance maximale fournie à celle-ci, donc quand le gradateur fonctionne pleine onde, soit pour $\alpha = 1$, il vient :

$$P = RI^2 = \alpha P_{max} \tag{8}$$

La sortie du régulateur délivre une tension continue U_c grâce à laquelle le relais statique règle la valeur de t_c et telle que :

$$U_c = bt_c \tag{9}$$

L'expression de la fonction de transfert modélisant le relais statique monophasé en fonction de β , P_{max} et T_c est donnée par l'équation (8) :

$$H_{relais_statique}(s) = H_{rs}(s) = \frac{P_{max}}{bT_c} \tag{10}$$

2.4. Modélisation de la chaîne de retour

La chaîne de retour est constituée d'un capteur et d'un transmetteur qui permet d'élaborer un signal image de la mesure. La mesure de la température s'effectue par une sonde PT100 qui est très utilisée dans l'industrie.

La sonde PT100 utilise comme principe physique la variation de résistance du platine pur en fonction de la température. Sa plage d'utilisation est de -260°C à 1400°C .

La fonction de transfert de la chaîne de retour peut être mise sous la forme :

$$H_{capteur_transmetteur} = H_{ct}(s) = K_{ct} e^{-sL_{ct}} \tag{11}$$

Avec L_{ct} retard pur et K_{ct} gain statique capteur-transmetteur.

2.5. Fonction de transfert en boucle ouverte

La fonction de transfert en boucle ouverte non corrigée est le produit des fonctions de transfert.

$$H_{bo}(s) = H_{bc}(s)H_{rs}(s)H_{ct}(s) \tag{12}$$

3. Identification

La cuve est remplie de 40 litres d'eau à température ambiante. L'identification en boucle ouverte du système se fait à partir de la réponse temporelle avec une entrée échelon de 0 à 20%, la réponse du système est assimilable à un système intégrateur. Un système intégrateur est caractérisé par le fait que sa sortie augmente jusqu'à saturation, alors que l'entrée reste constante (figure 4). On constate que la réponse du système ne démarre pas en même temps que l'entrée, mais elle possède un retard.

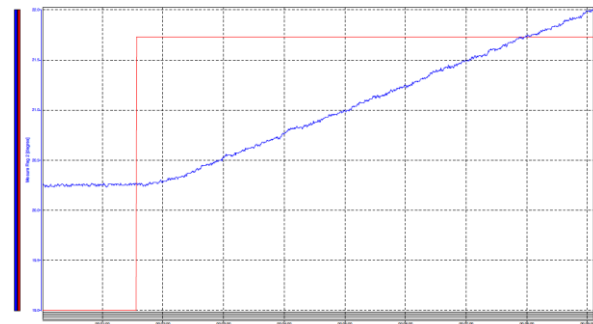


Figure 4 : Réponse indicielle en boucle ouverte avec en rouge l'entrée échelon et en bleu la température

On retient alors deux modèles : celui proposé par Broïda ou Ziegler Nichols rappelé dans [1]

$$H_{bo} = \frac{ke^{-sL}}{s} \tag{13}$$

et celui proposé par Strejc-Davoust

$$H_{bo} = \frac{ke^{-sL}}{s(1+sT)^n} \tag{14}$$

Où k est le gain dynamique et L le temps mort.

L'identification par le modèle de Broïda ou Ziegler Nichols consiste à tracer l'asymptote quand $t \rightarrow \infty$. La pente de l'asymptote vaut $K \Delta y$ et elle coupe l'axe des abscisses à $t = L$. La recherche d'un modèle de Ziegler Nichols conduit alors à la fonction de transfert suivante :

$$H_{bo} = \frac{2,77 \times 10^{-4} \cdot e^{-9,31 \cdot s}}{s} \tag{15}$$

L'identification par le modèle de Strejc-Davoust consiste à déterminer les segments de droite $[AB]$ et $[BC]$ cf figure 5. Le tableau (1) permet de déterminer

l'ordre n . La valeur de la constante de temps T se déduit en conservant le produit $nT = AA'$. Le temps mort est déduit de la relation $T + L = AA'$.

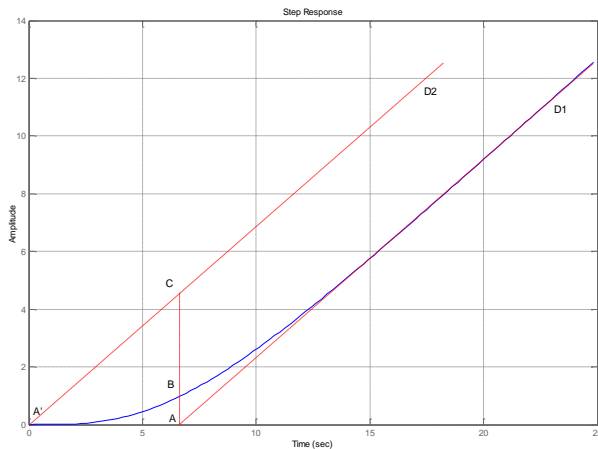


Figure 5 : Identification par le modèle de Strejc-Davoust

n se détermine à partir du rapport $[AB]/[AC]$ et du tableau (1). On arrondira n à sa valeur entière en prenant garde de conserver le produit nT constant.

n	1	2	3
$[AB]/[AC]$	1	0,368	0,271
n	4	5	6
$[AB]/[AC]$	0,224	0,195	0,175
n	7	8	9
$[AB]/[AC]$	0,161	0,149	0,139

Tableau 1: Paramètres de Strejc-Davoust

La méthode de Strejc-Davoust conduit au modèle suivant :

$$H_{bo} = \frac{2,77 \times 10^{-4} \cdot e^{-4,69 \cdot s}}{s(1+4,69 \cdot s)^2} \quad (16)$$

On demande alors aux étudiants de confronter les deux modèles obtenus avec la réponse indicielle de la figure 4.

Le lieu de Black des deux modèles est donné en figure 6.

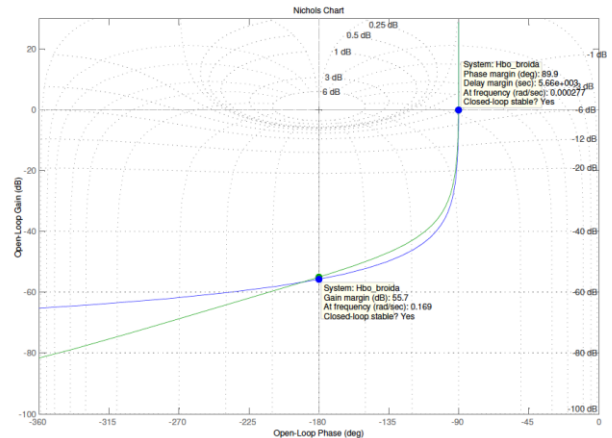


Figure 6 : Lieu de Black du modèle de Broïda (bleu) et Strejc-Davoust (vert)

4. Régulation

4.1. Schéma

Le schéma de principe de la régulation de température sous forme de blocs est donné en figure 2. Il permet de distinguer la partie régulateur de la partie processus.

4.2. Cahier des charges

N'ayant pas de système de refroidissement, il est indispensable que le système régulé ne possède pas de dépassement ou alors très faible. On souhaite d'autre part que l'erreur statique soit nulle (respect de la consigne). Pour finir, le système doit pouvoir rejeter les perturbations (ajout d'un volume d'eau froide).

La boucle de régulation en température devra respecter les contraintes suivantes :

- une erreur statique nulle pour une entrée de référence à un échelon ;
- un dépassement inférieur à 5% ;
- un temps de réponse de 30 minutes pour une entrée de référence à un échelon de 40°.

4.3. Correcteur PID

Les correcteurs PID sont très largement répandus dans l'industrie et répondent à plus de 90% des besoins.

Le correcteur proposé est un correcteur PID classique, dont la fonction de transfert est de la forme (équation 17)

$$C_v(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right) \quad (17)$$

Avec :

- K_p : gain proportionnel ;
- T_i : constante d'intégration en seconde ;
- T_d : constante dérivée en seconde.

Les trois termes *Proportionnel*, *Intégral* et *Dérivé* possèdent des caractéristiques différentes et agissent de manière complémentaire. Seule une description succincte de leur propriété, basé sur une approche intuitive, est donnée ici.

Le terme *Proportionnel* permet une convergence plus rapide vers la consigne mais dégrade rapidement la stabilité du système. Le terme *Intégral* permet d'éliminer l'erreur statique mais ralentit l'établissement du régime permanent car il peut provoquer un dépassement et des oscillations en cas de mauvais réglage. Enfin, le terme *dérivé* prend en compte le taux de variation de l'erreur et permet ainsi une estimation de sa future valeur.

Un bon réglage du correcteur PID consiste à trouver un bon compromis entre rapidité, précision et stabilité.

5. Résultats

5.1. Essai en boucle fermée sans correcteur

La figure 7 montre la réponse du système à un échelon de consigne.

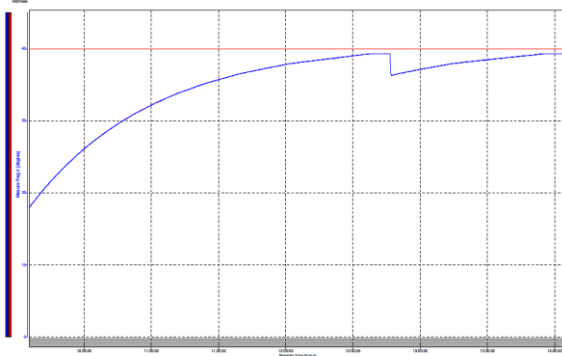


Figure 7 : Réponse indicielle en boucle fermée : mesure température et niveau de la consigne

Le temps de réponse à 5% à un échelon de consigne est 105 minutes. Le système possède une erreur statique de 2%. On constate que la perturbation provoque un ralentissement momentané de 9% qui est effacé en moins de 72 min. Cet essai confirme la nécessité d'un correcteur P pour accélérer la rapidité de la réponse.

5.2. Correcteur PID par la méthode de réglage de Broïda

Cette méthode date mais elle donne des réglages conduisant à des fonctionnements un peu oscillants, meilleurs malgré l'absence de réglage a priori.

On peut utiliser les réglages proposés par le tableau (1) avec des régulateurs P, PI et PID.

Type	K_p	T_i	T_d
P	$1/(125kL)$		
PI	$1/(125kL)$	$kL^2/0,15$	
PID	$1/(125kL)$	$5,2L$	$0,4L$

Tableau 1: Réglage des paramètres PID selon la méthode de Broïda

La simplicité de la méthode de Broïda doit être exploitée avec un minimum d'analyse avant de procéder aux essais sur le système réel.

Les valeurs des paramètres issues du tableau (1) sont données dans le tableau (2).

Type	K_p	T_i	T_d
P	3,1		
PI	3,1	0,16	
PID	3,1	48,4	3,72

Tableau 2: Paramètres PID selon la méthode de Broïda

5.2.1. Analyse fréquentielle des paramètres PID obtenus par la méthode de Broïda

La dynamique d'une boucle de régulation est caractérisée par le dépassement, le temps de montée, le temps de réponse et l'erreur statique. Certains de ces paramètres temporels sont fortement corrélés à des caractéristiques fréquentielles : de ce fait, une synthèse dans le domaine fréquentiel permet de tenir compte indirectement de la performance de la réponse temporelle à un saut de consigne.

Une mise en place d'une boucle de régulation amène très souvent une plus-value sur la dynamique du système. L'un des inconvénients qu'elle peut cependant engendrer, est une perte de stabilité. La stabilité est donc une propriété fondamentale que doit satisfaire toute commande automatique. La stabilité est une condition nécessaire mais elle n'est pas suffisante.

Pour assurer une robustesse en stabilité, on définit les marges de phase et de gain :

$$m_\varphi = \pi + \arg H_{bo}(j\omega_c) \quad (18)$$

où ω_c , appelé pulsation de croisement à 0 dB, est défini de la manière suivante :

$$|H_{bo}(j\omega_c)| = 1 \quad (19)$$

La marge de gain m_g exprime l'écart en gain par rapport à 0 dB pour un déphasage de $-\pi$. Dans les plans

de Bode et de Black, elle est définie de la manière suivante :

$$m_g = -20 \cdot \log |H_{bo}(j\omega_\pi)| \quad (20)$$

avec ω_π tel que :

$$\arg H_{bo}(j\omega_\pi) = -\pi \quad (21)$$

La figure 8 montre le lieu de Black pour les trois types de correcteurs P, PI, PID réglés à l'aide des réglages proposés par le tableau (1).

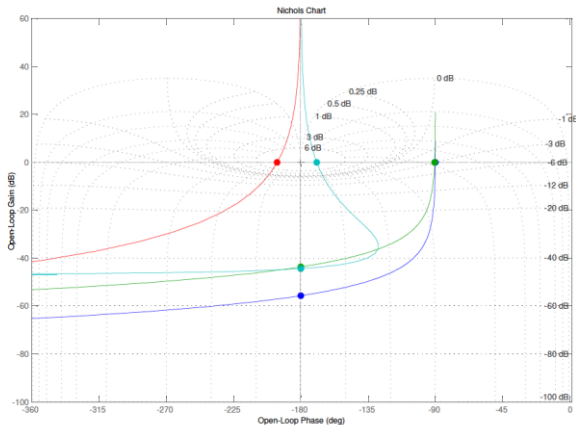


Figure 8: Lieu de Black de la fonction de transfert corrigée en boucle ouverte pour un correcteur P (vert), PI (rouge) et PID (bleu)

Les marges de gain et de phase figurent sur le lieu de Black de la figure 8. On constate que le réglage obtenu pour le régulateur PI présente une marge de phase négative. Ce résultat était prévisible puisque le système présente deux intégrations : l'une due au système, l'autre due à l'action intégrale du régulateur.

La marge de phase obtenue pour le réglage du régulateur PID est faible et proche de l'instabilité.

Le lieu de Black pour les réglages du PI et PID laissent présager d'un fort dépassement lors d'un changement de consigne. Le seul moyen d'annuler ce fort dépassement est que l'intégrateur cesse de fonctionner (action intégrale intermittente) lorsque sa sortie devient plus grande qu'une certaine valeur. La fonction qui réalise cette opération s'appelle « overshoot » pour le régulateur UT55A.

Enfin, la figure 8 permet de voir que le réglage du régulateur P améliore la marge de gain mais n'a pas modifié la marge de phase du système.

5.2.2. Correcteur P

Le relevé de la figure 9 confirme un résultat bien connu théoriquement, l'augmentation du gain K_p accélère la réponse du système ($t_{r,5\%} = 15 \text{ min}$) et provoque une diminution de l'erreur statique. On constate que la régulation proportionnelle a diminué l'effet de la perturbation ($\varepsilon_{s, \text{perturbation}} = 12\%$). On observe un léger dépassement

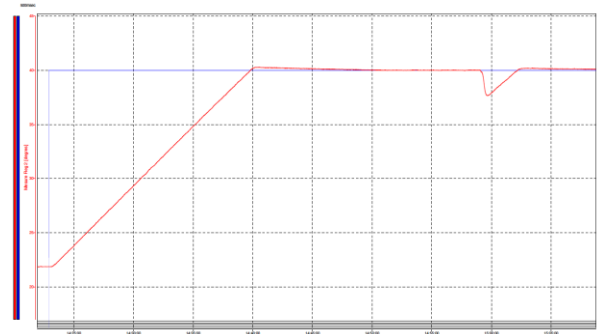


Figure 9: Réponse indicielle en boucle fermée avec correcteur P ($K_p = 3,1$)

5.2.3. Correcteur PI

La figure 10 montre la réponse du système à un échelon de consigne suivi d'une perturbation. Le temps de réponse à 5% à un échelon de consigne est de 15,37 min. Le système ne possède plus d'erreur statique mais un léger dépassement. On constate que la perturbation provoque un ralentissement momentané qui est effacé en moins de 3 min. On notera un retour plus lent vers la consigne due à la présence de deux intégrations dans la fonction de transfert en boucle ouverte. Cet essai confirme le rôle de l'action intégrale intermittente qui atténue ce phénomène.

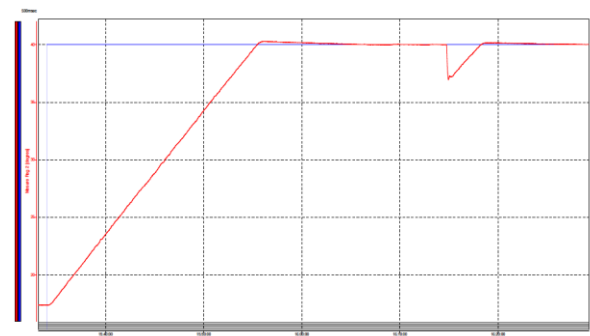


Figure 10: Réponse indicielle en boucle fermée avec correcteur PI ($K_p = 3,1$ et $T_i = 1 \text{ s}$) : mesure température et consigne

5.2.4. Correcteur PID

La figure 11 montre la réponse du système à un échelon de consigne suivi d'une perturbation. Le temps de réponse à 5% à un échelon de consigne est de 20,06 min. Le système ne possède plus d'erreur statique et le dépassement est nul. On constate que la perturbation provoque un ralentissement momentané qui est effacé en moins de 4 min.

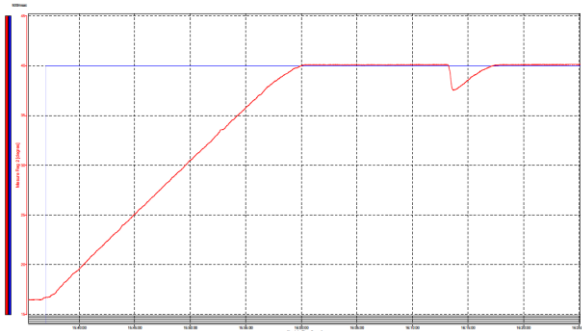


Figure 11: Réponse indicielle en boucle fermée avec correcteur PID ($K_p = 3,1$, $T_i = 48s$ et $T_d = 4 s$) : mesure température et consigne

5.3. Correcteur P par correction graphique fréquentielle

Les réglages proposés par la méthode de Broïda conduisent à des dépassements importants pour un procédé intégrateur si le régulateur n'est pas doté d'une action intégrale intermittente. On propose aux étudiants d'utiliser une méthode de correction basée sur la marge de gain, tout en surveillant la marge de phase.

La méthode graphique consiste à translater verticalement le lieu de Black de $H_{bo}(j\omega)$ jusqu'à obtenir la marge de gain souhaitée.

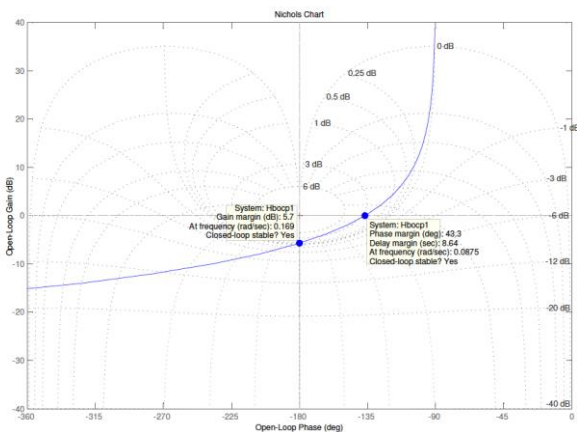


Figure 12: Méthode graphique

Une fois la marge de gain obtenue, on note $K_p = 316$ le gain proportionnel correspondant. On vérifie pour contrôle la marge de phase obtenue. On règle alors le paramètre dans le régulateur et on effectue un nouvel essai.

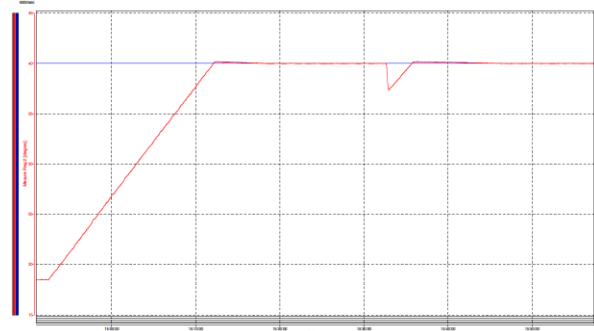


Figure 13: Réponse indicielle en BF avec correcteur P ($K_p = 316$) par la méthode graphique

La réponse à un échelon de consigne et à une perturbation est montrée à la figure 13. On constate un dépassement inférieur à un 1 %, un temps de réponse de 27 min et un temps de rejet de la perturbation inférieur à 5 min. Le correcteur P conçu par la méthode basée sur une marge de gain de 6 dB respecte le cahier des charges.

6. Conclusion

L'article a présenté le réglage d'une boucle de régulation de température équipant une cuve calorifugée (process intégrateur) par la méthode de Broïda ou Ziegler Nichols. La démarche proposée consiste à identifier en boucle ouverte, le gain et le retard apparent. Le choix des paramètres du correcteur PID, sont alors déterminés par des formules très simples.

L'utilisation de cette méthode avec des étudiants de niveau DUT GEII permet une mise en œuvre simple et rapide d'une boucle de régulation.

De plus, le process étudié permet de mettre en avant la saturation de la grandeur de commande où le régulateur PID perd toute son efficacité. Pour tenir compte de cette limitation de la grandeur de commande lié au terme intégral, le régulateur PID dispose d'une solution *anti-reset windup*.

Les différentes expériences réalisées ont permis aux étudiants d'appréhender le réglage d'une boucle de régulation avec un maximum de confiance et d'opter pour le choix de réglage le plus judicieux.

Cette étude, bien qu'adaptée à la régulation de température d'une cuve, peut trouver des applications dans de nombreux autres problèmes de régulation.

7. Références

- [1] K.J.Aström and T.Hägglund, *Advanced PID Control*, Editions ISA, 2006
- [2] K.J.Aström and T.Hägglund, *Feedback Systems*, Editions Princeton, 2008
- [3] B.Borne, G.Dauphine-Tanguy, JP.Richard, F.Rotella, I.Zambettakis *Analyse et régulation des processus industriels, Tome 1, Régulation continu*, Editions Technip, 2001
- [4] JM.Flauss, *La régulation industrielle, régulateurs PID, prédictifs et flous*, Hermes, 200
- [5] A.Pommerleau, *La commande de procédés industriels*, Hermes, 1997
- [6] G.Séguier, *La conversion alternatif-alternatif*, Lavoisier TEC&DOC, 1991
- [7] M.Vilain, *Automatique 2, Systèmes asservis linéaires*, TECHNOSUP, Ellipse, 1987.
- [8] Z.G.Ziegler and N.B.Nichols, *Optimum settings for automatic controllers. Trans.A.S.M.E., Vol.64 :pp. 759-765, 1942. Available from www.driedger.ca.*

Convertisseur, régulateur de LED blanche de 10 à 100W

A.SIVERT, B.VACOSSIN, S.CARRIERE, F.BETIN

Laboratoire des Technologies innovantes (L.T.I), équipe Énergie Électrique et Systèmes Associés (EESA)
U.P.J.V Université de Picardie Jules Verne, Institut Universitaire de Technologie de l'Aisne GEII, 02880 SOISSONS.

Résumé : Dans le domaine de l'éclairage, une utilisation avec une puissance maximale de 100% n'est pas toujours utile. Une variation du flux lumineux doit donc pouvoir être effectuée en fonction de la lumière naturelle mais aussi plus simplement en fonction de l'éclairage désiré. Cette puissance doit rester constante malgré les fluctuations éventuelles de l'alimentation notamment lorsque celle-ci est alimentée par une batterie. Les LEDs, composants issus de l'optoélectronique, peuvent voir leur luminosité modulée entre 0 et 100 % de manière instantanément et sans dommage. Elles se prêtent aussi sans aucune limitation à un asservissement du niveau de lumière en fonction d'un besoin. Les LEDs d'une puissance de 10W à 100W sont devenues très abordables depuis quelques années avec un taux de défaillance faible par comparaison avec les ampoules à filaments. Les régulateurs numériques permettent non seulement de maîtriser la puissance, mais aussi de gérer la température d'une LED, de ménager la batterie. L'avantage de la gestion effectuée par microcontrôleur est l'utilisation d'un afficheur LCD qui permet de connaître la consommation, la température, de changer la consigne par bouton poussoir, de régler l'éclairage en fonction de la luminosité extérieure... Si l'efficacité d'une LED blanche est d'environ 100 lumen/W, bien meilleure que tous les autres types d'éclairage, 30% de la puissance absorbée par la LED est converti en lumière et 70% est perdue en chaleur. Cette puissance perdue dans une surface très petite impose un refroidissement forcé. Par conséquent, une mesure de température du radiateur doit être effectuée pour estimer la température de jonction de la LED et pour limiter la puissance dans la diode si cette température est trop importante. Dans cet article, des réponses aux nombreuses questions énumérées ci-dessous seront proposées : Comment faire des mesures simples de la luminosité ? Comment faire le choix d'une LED et de son optique en fonction de l'éclairage désiré ? Comment vérifier les performances d'une LED ? Comment faire un choix de refroidisseur et de ventilation ? Comment est gérer la régulation du courant de la LED ? Quel est le taux de défaillance de la LED ? Les réponses à ces questions permettront de proposer une exploitation pédagogique pluridisciplinaire d'un système à LED.

1. Introduction

Ces dernières années les lampes à LEDs ont envahi notre quotidien. De la lampe torche 3W à 10W, à la petite lampe à douille de 10W à 20W, au remplacement d'Halogène de 500W par des LED de 50W à 100W.

Le principal avantage de la LED est de consommer 10 fois moins qu'une ampoule classique à filament et surtout d'avoir une durée de vie pouvant atteindre 50 000 heures. En revanche, la LED demande une régulation électronique pour obtenir le courant désiré avec le moins de pertes possibles [1]. Ces dernières années, le coût de base d'une LED a fortement diminué (de l'ordre de 2€ pour une puissance de 10W). Cependant, un convertisseur et une optique doivent être additionnés ce qui généralement double le coût. Ce faible coût a permis de concurrencer les ampoules halogènes.

La combinaison de plusieurs LEDs est souvent obligatoire pour moduler la luminosité désirée. Ces composants élémentaires peuvent être connectés suivant 3 topographies différentes : série, parallèle ou matricielle [2, 3].

Le tableau suivant représente différents types de LEDs avec des configurations internes différentes (S :

représente le nombre de LEDs en série et P : le nombre de LEDs en parallèle).

La topographie en matrice connectée est la plus vendue, car plus fiable même si elle demande une connectivité interne plus complexe. Dans un premier temps, nous allons faire quelques rappels en photométrie pour connaître sans matériels spécifiques la performance d'une LED. Puis, nous allons comparer quelques LEDs pour pouvoir faire un choix dans la jungle des fabricants. Si pour les grands fabricants, les caractéristiques sont données dans les datasheets, ce n'est pas le cas de tout ce qui est vendu via les sites de ventes en ligne. La dissipation des pertes de puissance sera présentée pour connaître la puissance que peut absorber la LED sans destruction. La régulation numérique du courant dans la LED sera aussi présentée pour savoir comment choisir les valeurs du correcteur qui doit corriger les perturbations (variation de la tension d'alimentation, variation de la tension de seuil, variation dû à la température). Enfin pour conclure, une présentation de l'exploitation de ce système par les étudiants sera proposée.

2. Rappel sur l'éclairage

La relation entre flux lumineux Φ (lumen) et l'intensité lumineuse (candela) correspond à l'équation suivante (1) :

$$\phi(\text{lumens}) = \text{intensité}_{\text{lumineuse}} (\text{Cd}) \cdot \text{angle}_{\text{solide}} (\text{Stéradians})$$

Le Stéradian est une unité de mesure d'angle en 3 dimensions qui correspond à l'équation suivante avec θ correspondant à la moitié de l'angle de diffusion (valable pour les angles inférieurs à 50°):

$$1 \text{ Stéradian} = 2 \cdot \pi \cdot (1 - \cos\theta) \quad (2)$$

L'éclairage sur une petite surface ronde correspond à l'équation suivante :

$$E(\text{lux}) = \phi(\text{Lumen}) / (\text{rayon}_2^2 - \text{rayon}_1^2) \cdot \pi \quad (3)$$

Par conséquent, Il suffit de projeter le flux lumineux sur un mur à une certaine distance pour déterminer l'angle et à partir de plusieurs mesures de l'éclairage sur le mur d'en déduire le nombre de lumen à partir de la surface éclairée [7].

L'éclairage pour un angle réduit et rond diminue en fonction du carré de la distance :

$$E_2(\text{lux}) = E_1(\text{distance}_1) \cdot \frac{\text{distance}_1^2}{\text{distance}_2^2} \quad (4)$$

Par conséquent, l'éclairage peut aussi s'écrire de la façon suivante :

$$E(\text{lux}) = \frac{\phi(\text{lumen})}{\pi \cdot (\tan\theta \cdot \text{distance})^2} \quad (5)$$

Evidemment si l'optique ou le phare ne projette pas le flux lumineux de façon concentrique (exemple en ellipse) les équations précédentes ne fonctionnent pas pour déterminer facilement le nombre de lumens émis par la LED.

Lors d'une installation lumineuse, il faut faire une cartographie de l'éclairage avec les différentes réverbérations de l'éclairage indirect. De plus, En photométrie, on s'intéresse à l'énergie des radiations lumineuses en tenant compte de la sensibilité de l'œil. Celui-ci est sensible aux radiations de longueurs d'ondes comprises entre 400 nm (bleu) et 700 nm (rouge). Le flux énergétique de 1Watt à la longueur d'onde de 555 nm (vert jaune) est de 673 lumen/W. Par contre à 600 nm (orange), le flux perçu par l'œil sera de 430 lumen/W. Dans cet article, le spectre de la LED ne sera pas pris en compte.

3. Caractérisation de LED

Une LED est caractérisée par sa tension de seuil, son courant maximal, son nombre de diodes en série (S) et en parallèle (P), sa puissance maximale, son angle d'émission, sa luminosité en lumens par watt, sa résistance thermique, son spectre, sa CCT Correlated Color Temperature (Blanc froid, neutre, ou chaud).

Le tableau suivant compare différentes LEDs hautes puissances. Il existe énormément de copies en vente sur le net avec des datasheets ne correspondant pas à la réalité. Par conséquent, des essais doivent être effectués pour vérifier les performances des LEDs que l'on est susceptible d'acheter.

Tableau 1 : caractéristiques de différentes LEDs

Type de LED/ prix	Config (S,P) Volt , A	Dimension	RTH _{JC}	Flux lumin
10W 15 €	1S 0P 3.6V, 3A	Ø13.9mm	2.5 °C/W	
10W 15 €	3S 3P 10V, 1A	Ø13.9mm	2.5 °C/W	800 Lm
10W 4 €	9S 0P 30V, 0.33A	20mm x 20mm	2.5 °C/W	1000 Lm
50W 25 €	10S 5P 34V, 1.8A	44mm x 44mm	2 °C/W	4700 Lm
100W 35 €	10S 10P 34V, 3.6A	35mm x 35mm	3°C/W	9000 Lm

Pour avoir un flux lumineux important, les constructeurs ont fait des matrices de LEDs, très compactes. Cependant la puissance perdue doit être dissipée.

A partir du modèle thermique, les équations de la température de jonction de la LED et la température du boîtier sont les suivantes (6):

$$T_{\text{jonction}} - T_{\text{Amb}} = (RTH_{JC} + RTH_{CH} + RTH_{H.Amb}) \cdot P$$

$$T_H - T_{\text{Amb}} = RTH_{H.Amb} \cdot P$$

Le schéma thermique de la LED en régime établi correspond au modèle suivant :

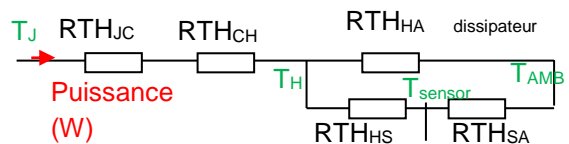


Fig 1 : Modèle thermique d'une LED, température du dissipateur, et du capteur

A partir de la courbe de puissance admissible par la LED en fonction de la température ambiante, de la figure suivante, Les valeurs de la température de jonction maximale et de la résistance thermique RTH_{JA} peuvent être retrouvées. En effet en prenant 2 points (50W=(1.75A×28V), T_{Amb_max} 60°C et 21W=(0.75A×28V), T_{Amb_max} 120°C).

Donc à partir de l'équation (6), une température de jonction maximale de 160°C et une RTH_{JA} de 2°C/W du boîtier de la LED sont confirmées.

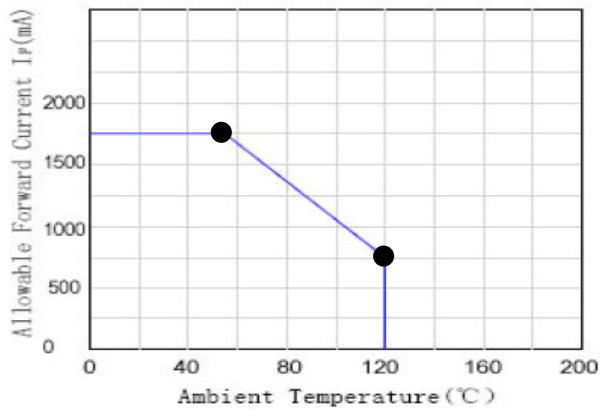


Fig 2: Courant disponible d'une LED en fonction de la température ambiante

A partir de la puissance fournie à la LED et de la mesure de la température du refroidisseur, la température de jonction peut être estimée à partir de l'équation suivante :

$$T_{jonction} = T_{heat\ sink} + RTH_{JC} \cdot P \quad (7)$$

La température est mesurée par un capteur linéaire LMx35 (boîtier To92) qui fournit une tension de 10mV/°C. Il y a un décalage entre la mesure du capteur et la température réelle du boîtier à cause de la résistance thermique du capteur ambiant $RTH_{Sensor-A}$ 140°C/W et RTH_{HS} 30°C/W. Le temps de réponse de ce capteur est de 2 min bien inférieur à celui du dissipateur de la LED.

La température réelle du refroidisseur TH en fonction de la température du boîtier capteur correspond à l'équation suivante (8):

$$T_{heat\ sink} = (T_{sensor} \cdot (1 + \frac{RTH_{HS}}{RTH_{SA}}) - \frac{RTH_{HS}}{RTH_{SA}} \cdot T_{amb})$$

Exemple : si la température mesurée est de 53°C avec une température ambiante de 20°C, alors la température du radiateur sera de 60°C.

Si le boîtier du capteur était un To220 alors $RTH_{Sensor-A}$ serait de 90°C/W avec un temps de réponse de 3 minutes. Ce boîtier permet de minimiser la résistance de contact à 4°C/W et d'avoir une mesure de température très proche de celle du dissipateur et donc de ne plus utiliser l'équation (8).

Un thermomètre infrarouge permet de vérifier cette différence entre la mesure du capteur et celle du refroidisseur.

Il est possible de mettre une ventilation forcée pour minimiser les dimensions et le poids du dissipateur. Cependant celui-ci engendre du bruit surtout s'il est rapide.

Il est aussi possible d'utiliser un refroidisseur liquide [12] avec une ventilation à vitesse faible mais ceux-ci sont relativement chers par rapport à la LED. Ce type de dissipateur peut être récupéré d'anciens PCs.

Exemple : le refroidisseur liquide H100i Corsair permet de dissiper 340 W avec une augmentation de la température de jonction de 25°C avec une pompe qui fait circuler le fluide de 6W.

Très peu de fabricants donnent le rendement de leur LED alors que cela permettrait de connaître correctement la puissance émise et la puissance perdue. Il faut donc souvent faire des essais, pour connaître les limites extrêmes que peut supporter la LED.

3.1 Caractéristique de LED utilisée

Dans l'exemple, nous allons prendre une LED de 50W [8]. Cette LED possède une optique avec un angle θ de 30° pour amplifier l'éclairage. L'optique doit pouvoir supporter la température de la LED, elle est donc souvent réalisée en céramique ou en verre.

Le refroidisseur rond comporte un diamètre de 9 cm et une épaisseur de 3cm). La résistance thermique du dissipateur RTH_{CA} est de 2.2°C/W. Une ventilation forcée à 7 pales tournant à 2800 tr/mn sous 12V et consommant 0.25A (3W) est utilisée. Sur la figure suivante, la température du dissipateur de la LED est mesurée en fonction du temps, sans la ventilation, puis avec la ventilation pour différents courants absorbés.

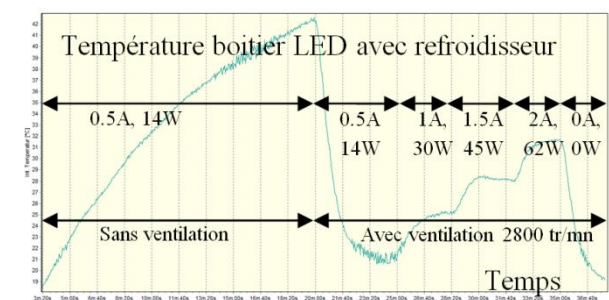


Fig 3: Température d'une LED pour différents courants avec et sans refroidisseur à 2800 tr/mn ($T_{amb} : 18^\circ C$)

A partir de la courbe précédente, on peut vérifier que la résistance thermique du dissipateur est bien de 2.2°C/W. Pour une puissance de 14W, la température en régime établi du boîtier atteindrait 49°C et la température de jonction est estimée à 78°C. Puis, avec le refroidissement à flux forcé à 2800 tr/mn, la résistance thermique du dissipateur passe à 0.17°C/W et l'incrément de température du boîtier de la LED est seulement de 2°C avec une constante de temps de 1.66 minutes. Par conséquent, lors de l'extinction de l'éclairage, il faut environ quelques minutes pour refroidir correctement la LED.

Pour une température de jonction de sécurité maximale de 100°C, la température ambiante peut atteindre la valeur suivante avec une puissance absorbée de la LED de 50W :

$$T_{Amb} = T_J - (RTH_{JC} + RTH_{CA}) \cdot (P_{abs} - P_{lumi}) \quad (9)$$

$$T_{Amb} = T_J - (RTH_{JC} + RTH_{CA}) \cdot P_{abs} (1 - \eta)$$

$$T_{Amb} = 100^\circ C - (1 + 0.17) \cdot (50W \cdot 70\%) = 60^\circ C$$

Avec une ventilation à 1400 tr/min (5.1 V, 0.56 W), la température du boîtier de LED est plus importante comme on peut l'observer sur la figure suivante :

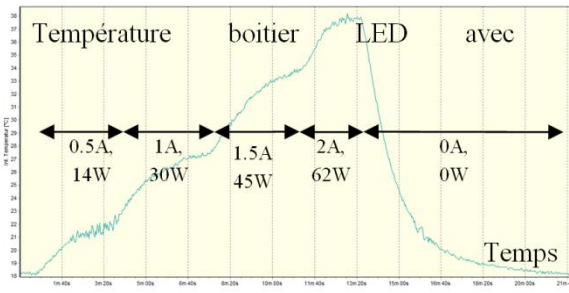


Fig 4: Température d'une LED pour différent courant avec son refroidisseur à 1400 tr/mn (Tamb : 18°C)

Avec le refroidissement à 1400tr/mn, la résistance thermique du dissipateur passe à $R_{TH_{HA}} = 0.5^{\circ}C/W$ avec $R_{TH_{H}} à 1.5^{\circ}C/W$. La constante de temps est à 2,33 minutes. Avec cette vitesse, la puissance dissipée devra être limitée suivant l'équation suivante :

$$P_{abs} = (T_J - T_{amb}) / R_{TH_{JA}} \cdot (1 - \eta) \quad (10)$$

$$P_{abs} = (100^{\circ}C - 25^{\circ}C) / (1.5 + 0.5) \cdot 0.7 = 53W$$

Soit η , correspondant au rendement de la LED et égal à 30%. Le problème de la ventilation forcée est le bruit qu'il génère. Plus, le ventilateur tourne vite et plus il y a du bruit. Par conséquent, avec un autre type de refroidisseur très encombrant mais sans ventilateur de dimensions 28x27x6 cm et de résistance thermique de 1,33°C/W, une puissance de 30 W absorbée par la LED avec une température ambiante de 20°C provoque une température de jonction de 120°C.

$$T_{jonction} = R_{TH_{JC}} \cdot P + T_c = 2 \cdot 30 + 60^{\circ}C = 120^{\circ}C$$

Il existe de nombreux softs gratuits téléchargeables qui permettent de déterminer la température de jonction du semi-conducteur comme on peut l'observer sur la figure suivante.

Pour utiliser cette application, il faut une certaine connaissance de thermie. Par conséquent, l'étudiant va devoir chercher dans l'aide des logiciels les informations nécessaires et va appréhender très rapidement les connaissances nécessaires pour savoir comment le calcul est réalisé.

Dans ce cas et étant donné que la température de jonction maximale de destruction de la LED est de 160°C, la température ambiante ne devra pas excéder 60°C. Par conséquent, la puissance de 50W ne pourra pas être obtenue.

La découverte des valeurs extrêmes d'une LED en fonction de la résistance thermique et de la ventilation provoquera la destruction de quelques LEDs. Les tests thermiques sont généralement destructifs.

Une caractéristique importante de la LED est le flux qui diminue légèrement lorsque la température augmente comme on peut l'observer sur la figure

suivante. Par conséquent, la ventilation forcée permet d'améliorer le rendement lumineux de la LED au détriment de la consommation par le ventilateur

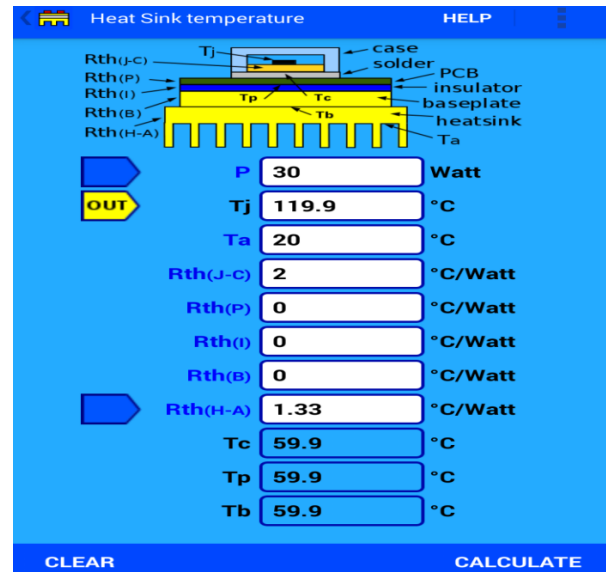


Fig 5: Android application « PCB thermal calculator »

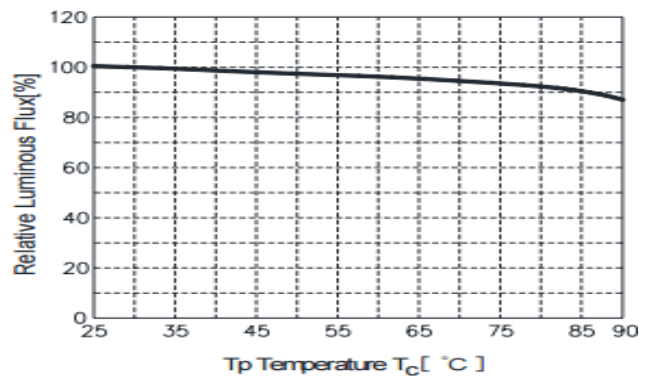


Fig 6: Performance relative du flux en lumens qui diminue en fonction de la température du boîtier pour un courant de 1,7A

Sur la figure suivante, l'éclairage a été mesuré à 50 cm au luxmètre avec une échelle de 0.25.

En effet, à partir des équations (4, 5), l'estimation du nombre du flux lumineux (vert pointillé) est comparée au flux donné par la documentation constructeur :

$$\phi(lm) = E(lux) \cdot \pi \cdot (\tan \theta \cdot distance)^2 = E\pi(\tan 30^{\circ} \cdot 0.5)^2$$

$$\phi(lm) = E \cdot \pi \cdot rayon^2 = E \cdot \pi \cdot 0,28^2 \approx E \cdot 0,25$$

A partir de cette courbe, le flux lumineux est considéré linéaire en fonction du courant dans la diode :

$$\phi(lm) = I_F \cdot k_{\phi} = I_F \cdot 2500 \quad (11)$$

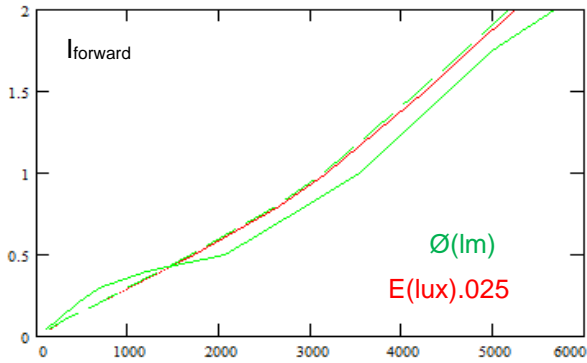


Fig 7: Flux lumineux et éclairement à 50cm en fonction du courant

La variation du courant de la LED est souvent présentée par l'équation suivante :

$$I_{d\ forward} = I_{ss} \cdot e^{\frac{V_d(T_J) \cdot q}{k \cdot k_B \cdot (T_J + 271)}} \quad (12)$$

Avec I_{ss} courant de saturation inverse (10^{-5} , q charge d'électrons ($1.36 \cdot 10^{-19}$), k_B constante de Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{-23}$), T (°C), k dépend du coefficient du semi-conducteur 11.

Sur la figure suivante, on peut observer le courant en fonction de la tension de seuil et une comparaison avec la courbe représentant l'équation théorique (12).

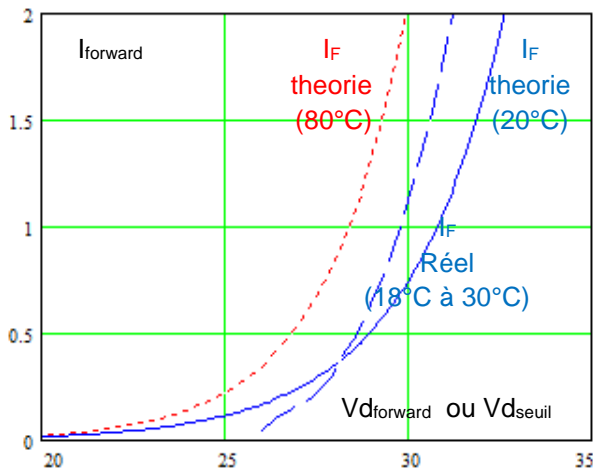


Fig 8: Courant en fonction de la tension seuil et de la température

Il y a une faible variation de la tension de seuil pour le courant nominale linéaire en fonction de la température (cf. : l'équation suivante).

$$V_{d\ seuil}(T_J \text{ } ^\circ\text{C}, 1.7\text{A}) = \frac{(32-30)}{(25-90)} \cdot T_J + 31.23 \quad (13)$$

La variation de la tension de seuil est de $-30\text{mV}/^\circ\text{C}$. Elle est très peu donnée par les constructeurs. Pourtant, Cette variation pourrait être utilisée pour identifier la température de jonction de la LED sans capteur.

A partir des équations (9,11,12,13), la modélisation de la diode peut être effectuée pour pouvoir faire la régulation. Etant donné que les variations électriques

de la LED sont faibles, par simplification, la tension de seuil sera considérée comme une constante.

4. Commande de la LED en boucle ouverte

Dans un premier temps, les étudiants font le programme en boucle ouverte. Les étudiants peuvent augmenter ou décrémente le rapport cycle de 0.4% avec 2 boutons poussoirs qui sont temporisé à 100ms. Il y a une limitation de la PWM et du courant. C'est l'étudiant qui régule le courant de la LED en fonction du besoin. Puis, il modifie le programme pour effectuer la régulation du courant. Mais quelle est la régulation la plus appropriée ? Quelles valeurs doit prendre les coefficients ? Comment passer des équations mathématiques à la simulation de l'asservissement ?

La simulation permet en effet de ne pas détruire la LED avec des régimes instables et de bien comprendre comment réagit l'asservissement.

5. Régulation du courant LED (simulation)

Une LED s'alimente donc par un générateur de courant. Un hacheur abaisseur à 20 kHz piloté par une PWM 8 bits et par un microcontrôleur PIC16F877 avec un période d'échantillonnage de 10 ms sera utilisé. On peut observer le système et la LED de 50 W sur la photo suivante.

L'alimentation se fera par des batteries lithiums (10 éléments). Elle variera donc entre de 32V à 42V. On négligera la résistance interne de la diode par rapport à la résistance de l'inductance et par rapport à la résistance shunt de mesure du courant R_m .

La constante de temps $L/R_m=1\text{ms}$ (avec L correspondant à l'inductance du hacheur avec une valeur de 1mH) est très supérieure à la période de hachage 50 μs . Le courant aura donc une ondulation relativement faible.

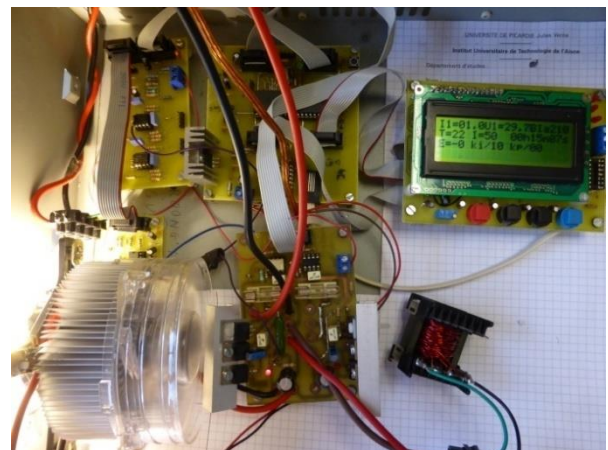


Fig 9: Réalisation fait par un quadri nome IUT GEII semestre 3 (carte hacheur100V, 20A, carte mesure courant tension, carte température LM35, carte afficheur et bouton poussoir, câblage)

Le schéma de la boucle de courant simplifié est représenté sur la figure suivante :

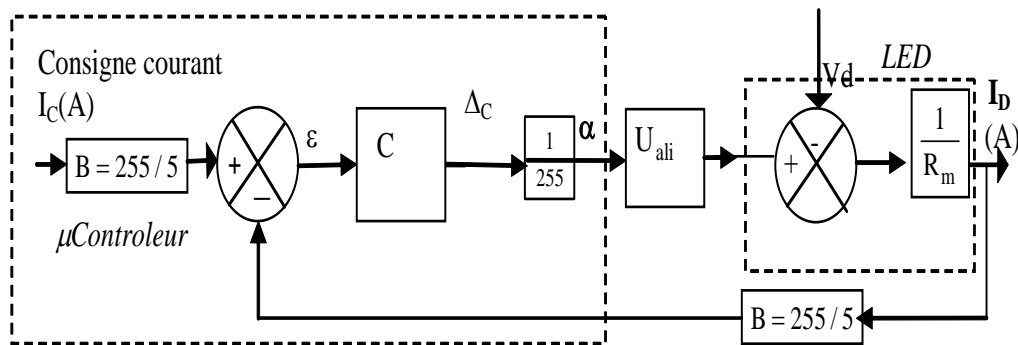


Fig 10: Synoptique de la régulation du courant d'une LED

Si la période d'échantillonnage est très petite par rapport à la constante de temps. Une simulation analogique peut être utilisée comme on peut l'observer sur la figure suivante avec une intégration pure de coefficient k_i qui permet d'annuler l'erreur statique due à la tension de seuil de la diode $V_{d_{seuil}}$.

La consigne I_c est de 1A donc de 51 en décimal avec la conversion numérique, puis la consigne diminue à 0,5A pour un temps de 0,7s.

Le courant régulé analogiquement dans la LED de la figure suivante correspond à l'équation suivante (14) la tension d'alimentation U_{alim} :

$$I_{LED}(p) = \frac{I_c - (V_{d_{seuil}} \cdot p / A)}{1 + R_m \cdot p / A + L \cdot p^2 / A} \quad (14)$$

$$A = \frac{U_{alim} \cdot k_i}{5}$$

La régulation précédente ne prend pas en compte la troncature du rapport cyclique et correspond à un second ordre classique sans erreur statique

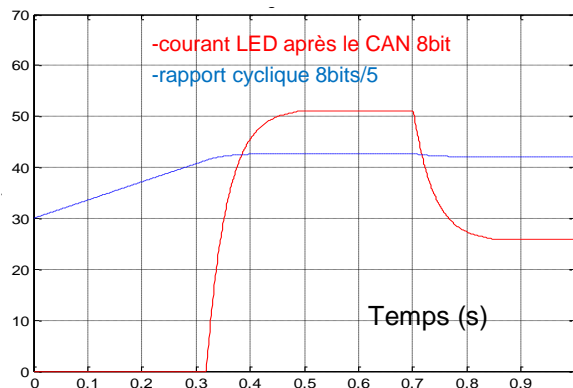


Fig 11: Régulation avec $T_e=10ms$ $k_i=3.5$, $U_{alim}=37V$, $V_{d_{seuil}}=30V$

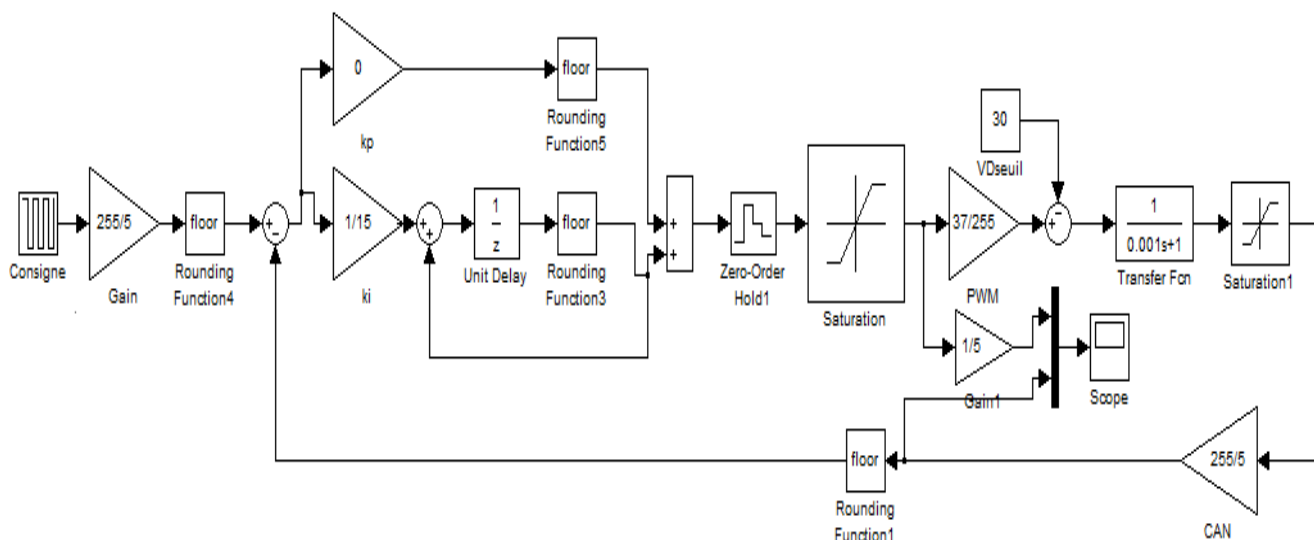


Fig 12: Régulation Numérique Proportionnelle intégral du courant d'une LED avec Simulink

Avec une période d'échantillonnage choisie arbitrairement à 10 ms qui est très supérieure à la constante de temps électrique du hacheur, le courant dans la LED aura atteint son régime établi à chaque période d'échantillonnage. Cette constante de temps ne sera pas négligée lors des simulations. Pour comprendre la stratégie de la régulation discrétisée et les problèmes de troncature, la tension d'alimentation sera de 37 V dans un premier temps. La résolution du courant de sortie sera donc de

$$I_{LED} = \frac{\Delta C \cdot U_{alim}}{255 \cdot R_m} = \frac{1 \cdot 37}{255 \cdot 1} = 0.14A \quad (15)$$

De plus, la tension de seuil de la diode 30 V provoque une zone morte. En effet, tant que valeur de ΔC ne sera pas supérieure à 206, le courant de la LED sera égale à 0 A. Cela est déterminé par l'équation suivante :

$$I_{LED} = ((\Delta C \cdot \frac{U_{alim}}{255}) - V_{d_{seuil}}) \cdot \frac{1}{R_m} \quad (16)$$

Nous allons présenter différentes stratégies de commande en simulation pour connaître les coefficients de l'asservissement.

5.1 Un correcteur purement intégral

Un correcteur numérique purement intégral permettra d'annuler l'erreur statique (traitement en z delay) :

$$\Delta C(p) = (e \cdot k_i) / (1 - z^{-1}) \quad (17)$$

Pour minimiser l'erreur de l'intégration, une troncature au centième est facilement possible avec une déclaration en 16 bits.

Avec $k_i=1/26$ et un courant de consigne de 1A, l'incrément de l'intégration de ΔC sera de 1.96. Donc, il faut $(206/1.88) \times T_e = 1.05s$ pour atteindre un courant non nul. Par conséquent, l'intégration numérique commence sur la figure suivante à partir de 130 et sera limitée à la valeur de 255.

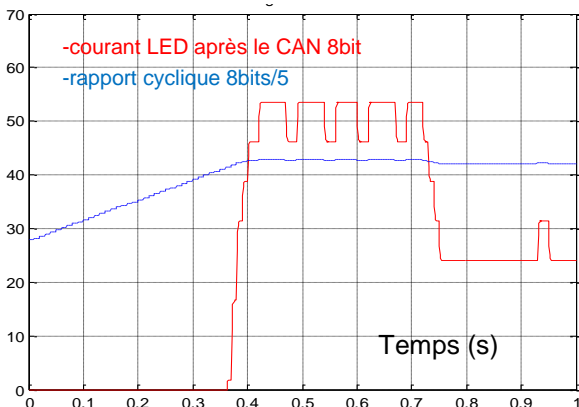


Fig 13: Régulation Intégral $k_i=1/26$

Si on augmente le coefficient intégral cela diminue le temps de réponse mais provoque un dépassement comme on peut l'observer sur la figure suivante.

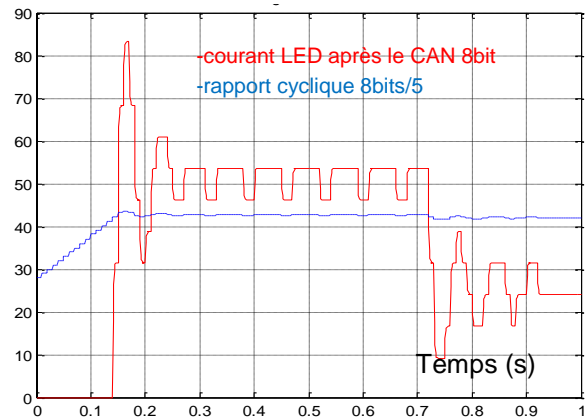


Fig 14: Régulation Intégrale $k_i=1/10$

Avec un coefficient proportionnel de 0,1 et un coefficient intégral de 0,1 précédent, le régime pseudopériodique est annulé comme on peut l'observer sur la figure suivante.

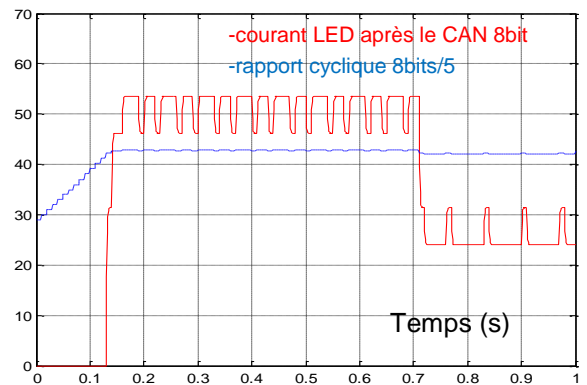


Fig 15: Régulation PI $k_i=1/10, k_p=1/10$

Pour éviter les dépassements, une autre stratégie très stable est d'utiliser un correcteur intégral qui ne dépend plus de la valeur de la mesure de courant mais seulement du signe de l'erreur. Celui-ci permet d'éviter de trop grandes variations de la sortie car l'incrément du correcteur ne pourra pas dépasser 1 pour 2 périodes d'échantillonnage car le choix de l'incrément de l'intégration est de 0,49. Le correcteur correspondra donc à l'algorithme suivant :

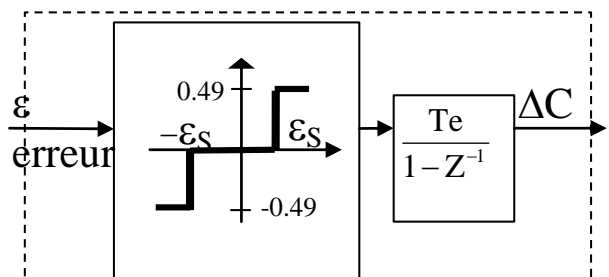


Fig 16: Correcteur non linéaire $\epsilon = -1$

Sur la figure suivante, avec le correcteur linéaire précédent, le courant de la LED augmente de façon progressive pour atteindre le courant de consigne.

Ce type de correcteur permet d'être moins dépendant vis-à-vis de la mesure de la sortie (parasite). De plus, il y a un seuil d'erreur ϵ_s ou ΔC qui sera nul et qui correspondra à l'ondulation de courant dû au hachage pour éviter des changements inutiles de la commande.

En revanche, les dynamiques de la sortie sont très lentes et correspondent à l'équation suivante (17) :

$$I_B(n.T_e) = [(n \cdot T_e \cdot U_{alim} / 255) - V_d] / R_m$$

Avec $n \in \mathbb{Z}$

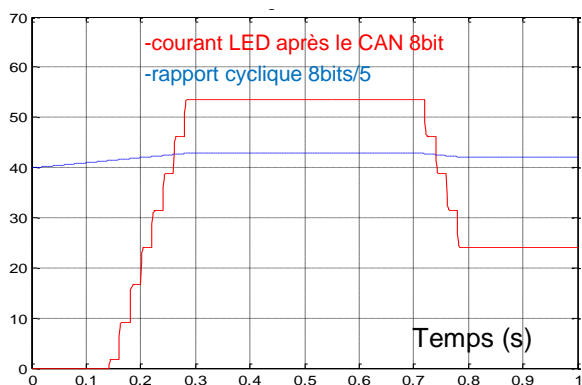


Fig 17: Régulation non linéaire

Des essais pratiques permettent de confirmer le modèle simplifié ainsi que les valeurs essayées en simulation.

6. Régulation expérimentale du courant LED

Le programme prend 15% de la ROM et 45% de la RAM du P16F877 cadencé avec un quartz de 4MHz. Le sous-programme d'interruption de période 10 ms qui gère les mesures et l'asservissement dure 0.142 ms. En revanche, le programme principal qui se boucle sur lui-même et qui gère l'affichage dure 3,76 ms.

Sur la figure suivante, On peut observer les dynamiques du courant avec une valeur intégrale de 1/26, pour une consigne de 1A et 0,5A.

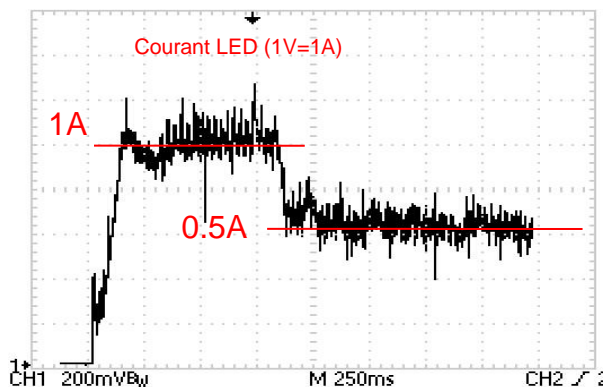


Fig 18: Test avec régulateur intégrale avec $k_i=1/26$

On peut observer le bruit autour du courant provoqué par la PWM et les composants parasites du hacheur. La mesure du courant est filtrée par un filtre Sallen-key à 160Hz pour garder un temps de réponse inférieur à la période d'échantillonnage de 10ms

Avec la régulation non linéaire, la dynamique est moins rapide comme on peut l'observer sur la figure suivante.

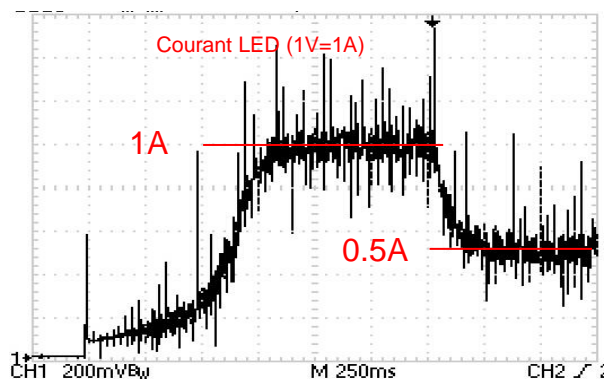


Fig 19: Test avec régulateur non linéaire

Il y a donc de légères différences avec la simulation qui ne prend pas en compte un modèle complet de la LED. Les tests pratiques confirment la philosophie de la régulation en simulation. C'est-à-dire que si l'on augmente le coefficient intégral alors la dynamique diminue et provoque des oscillations en régime établi.

Une période d'échantillonnage de 1 ms aurait pu être utilisée, mais à cause des oscillations parasites de la PWM sur le courant, il faut filtrer par un moyenneur la valeur du courant et la valeur de sortie de la PWM pour ne pas avoir d'oscillations de la sortie. Par conséquent, il n'y a pas d'intérêt à avoir une période d'échantillonnage de 1 ms.

Savoir faire un bilan de puissance est essentiel pour savoir si le convertisseur a une déperdition importante. En effet, sur dimensionner des composants de puissance avec des $R_{ds(on)}$ plus faibles pour avoir moins de pertes est souvent très intéressant et cela avec un prix du transistor souvent identique. Le prix des composants est lié le plus souvent à un nombre de ventes. Ce prix n'est donc pas toujours lié aux performances. Le bilan de puissance fait pour 2 tensions d'alimentation différentes permet d'observer l'évolution du rapport cyclique.

Tableau 2 : Bilan de puissance et régulation

I _{LED} (A)	Power supply	Power LED	Rap cycl 37V	Rap cycl 42V
1A	34W	30.1W	0.81=206	0.71=182
2A	75.1W	63 W	0.85=217	0.75=191

Evidemment, utiliser une résistance shunt de petite valeur permet d'améliorer le rendement du hacheur. L'image du courant n'est plus parasitée. Sur la photo suivante, on peut observer le régulateur finalisé Buck-Boost. La partie électronique de puissance a été séparée de la partie régulation pour minimiser les problèmes de CEM.

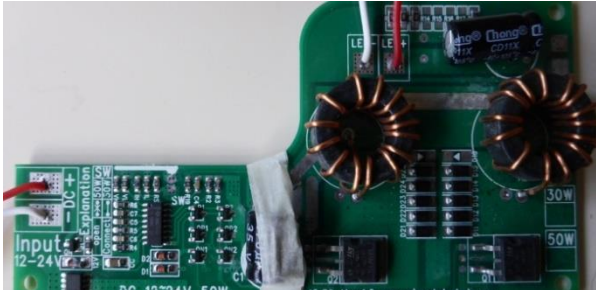


Fig 20: Régulateur 30W ou 50W pour LED

Un autre bilan de puissance a été fait à partir du convertisseur de puissance en utilisant la tension du secteur qui peut varier de 175V à 275V.

Tableau 3 : Bilan de puissance (26,5W LED)

U secteur	Power secteur	I AC (A)	power factor	rendement
175V	30W	0.33	0.51	88%
230V	30W	0.27	0.53	88%
265V	30.7W	0.22	0.51	86%

Ce convertisseur AC/DC de la LED a peu de pertes mais il a un très mauvais facteur de puissance et crée des harmoniques sur les réseaux. Ce n'est pas facile de réaliser un convertisseur faible puissance à bas coût.

Il existe des convertisseurs avec PFC (Power Factor Corrector) [10] avec des rendements de 90% et des taux de distorsion harmonique variant de 15% à 25% en fonction de la charge.

Par conséquent pour un circuit de lumières de maison à LED, un Bus continu avec convertisseur AC/DC utilisant un PFC (Power Factor Current) de 500W pourraient être réalisés mais pour cela il faudrait que tout l'éclairage soit en LEDs. Il faudra, de toute manière, toujours un régulateur pour chaque LED en fonction de sa puissance car leurs tensions de seuil ne seront pas identiques.

Avec ce type de convertisseur quel est la fiabilité de l'électronique par rapport à celle de la LED ?

7. Taux de fiabilité de l'éclairage à LED

Le taux de défaillance (correspondant à 1/MTBF avec Mean Time Between Failures) d'une LED augmente en fonction de la température. On considère cette température constante ce qui permet d'émettre l'hypothèse que le taux de défaillance restera lui aussi constant en fonction du temps. Cette hypothèse permet d'utiliser la formulation de la fiabilité R(t) à taux de

défaillance constant (cf. l'équation n°18). Les données utilisées sont les suivantes : à 50°C, le convertisseur à une MTBF de 125 000 heures et la LED une MTBF de 50 000 heures (Taux de défaillance = 2.10⁻⁵ défaillances par heure).

Donc, la probabilité de ne pas avoir de pannes (fiabilité R(t)) de l'ensemble en fonction du temps correspondra à l'équation suivante :

$$R(t) = e^{-\frac{t}{MTBF_{LED}}} \cdot e^{-\frac{t}{MTBF_{Converteur}}} \quad (18)$$

Par conséquent, la MTBF de l'ensemble correspond à l'équation suivante est passe à 35 700 heures :

$$MTBF_{ensemble} = 1 / \left(\frac{1}{MTBF_{converteur}} + \frac{1}{MTBF_{LED}} \right) \quad (19)$$

On peut observer la fiabilité de l'ensemble en fonction du temps sur la figure suivante. Pour une fiabilité escomptée de 50%, le nombre d'heures moyen espéré est de 24 800 heures ce qui correspond donc à peu près à 1000 jours.

Pour faire une comparaison, la MTBF est d'environ de 50 000 heures pour un ballast électronique, de 20 000 heures pour un tube le fluorescent et de 4 000 heures pour un halogène.

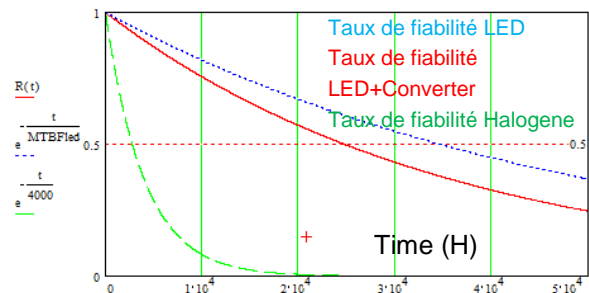


Fig 21: Taux de fiabilité (%) en fonction du temps

La MTBF correspond aussi à une certaine qualité de fabrication. Ce coefficient peut être divisé par 4 chez certains fabricants.

Maintenant, nous allons voir comment a été exploitée pédagogiquement cette étude.

8. Exploitation pédagogique

Ce système a été utilisé en travaux pratiques de réalisation par des étudiants répartis en 7 binômes. Ils qui avait tous des LEDs différentes. L'objectif était, en 40 heures, de renforcer un peu toutes les disciplines du génie électrique en les motivant par la réalisation d'un montage qui n'existe pas encore dans le commerce. Tout en sachant que chaque binôme ne pourra pas finaliser toutes les options du cahier des charges, il doit avoir le sentiment d'avoir réalisé un système utilisable.

Un dossier a été donné aux étudiants présentant le travail à effectuer ainsi qu'une simulation sous Simulink pour la régulation et un schéma électrique pour prendre en compte le hacheur sous ISIS. Certaines

LEDs avaient une documentation et d'autres non. Les caractéristiques des dissipateurs n'étaient pas connues. Les cartes « microcontrôleurs » étaient déjà réalisées, ainsi que les cartes « hacheurs », « mesure électrique » et « température ». Ces cartes avaient été réalisées par des étudiants de la promotion précédente dans le but de réaliser des chargeurs de batteries lithium. Chaque carte a dû être vérifiée (La maintenance des cartes peut être délicate pour les étudiants). Le programme était fait en C, avec un compilateur et un bootloader pour transférer le programme dans le microcontrôleur.

2 systèmes avec une LED de 50W étaient présentés pour que les étudiants puissent faire certaine vérification de câblage. De plus, le contenu technique de la présente publication était en accès libre pour servir de support lors de certaines mesures et pour permettre la compréhension de la régulation de courant.

La planification du projet par séance de 4 heures a été décomposée en 10 tâches :

- 1) Test LEDs (courant, tension, température) modèle mathématique
- 2) Simulation avec Simulink et fonction de transfert
- 3) Test des cartes (programme boucle ouverte)
- 4) Test des cartes (programme boucle ouverte)
- 5) Programme boucle fermée (régulateur intégral et bilan de puissance)
- 6) Programme boucle fermée (régulation non linéaire)
- 7) Modèle du photo-résistor
- 8) Programme boucle fermée, régulation prenant en compte la lumière extérieure
- 9) Finalisation des tests
- 10) 15 minutes de présentation orale avec un power point suivi de 13 minutes de questions (grille d'évaluation identique à celle d'un stage).

Il n'y a pas de TP test pour départager chaque étudiant faute de temps, mais une soutenance orale par binôme permet de poser des questions individuelles.

A chaque début de séance, une présentation de 30 minutes permettant d'expliquer l'objectif de la séance était effectuée. En cours de séance, l'enseignant venait aider chaque groupe de TP, 1 par 1, pour vérifier les essais, les données et les aider dans la rédaction de leur compte rendu.

Les principales difficultés rencontrées par les étudiants ont été les suivantes : comprendre une documentation technique, faire des tests avec choix de matériels, faire un modèle mathématique à partir des essais mais aussi comprendre les objectifs du système selon une certaine méthodologie, faire le programme sans bug et enfin faire des essais pratiques pour valider leur réalisation. L'enseignant doit valider le programme avant de passer à la pratique pour ne pas

risquer la destruction du hacheur ou de la LED (choix de coefficients provoquant des dépassements importants du courant).

Grâce à ce système, les étudiants découvrent les différences entre la programmation sous Simulink, la simulation du programme avec l'électronique et avec ISIS, et le programme réel dans le microcontrôleur.

Les étudiants comprennent aussi les limites pour fiabiliser le programme. Les problèmes de l'affichage des données sur l'écran LCD si cet affichage est supérieur à la persistance rétinienne.

L'étudiant doit prendre en compte le fonctionnement du correcteur pour pouvoir piloter correctement la LED (alors que ce pilotage sort des méthodes de régulation classiques que l'on trouve dans la littérature).

Si la mise en place des cartes est effectuée plus ou moins individuellement. Le travail dans son ensemble est scindé en deux. Un étudiant travaille sur Simulink, pendant que l'autre rédige le programme en C du microcontrôleur. Il y a, ensuite, un travail d'équipe lors des tests.

Le système demande à répondre à de nombreuses questions concernant différentes disciplines du génie électrique (électronique, électrotechnique, thermique, automatique, mathématique...).

Etant donné que chaque groupe à une LED différente, ils ne peuvent pas dupliquer leur travail entre eux. Cependant, ils peuvent s'entraider.

L'exploitation de la régulation du flux lumineux par rapport à la lumière extérieure ne sera pas présentée dans cet article mais correspond à une modélisation du capteur et une stratégie de commande bien spécifique.

Un binôme a réalisé des gyrophares avec de la bande de LEDs RVB. Dans ce cas, la régulation du flux lumineux avec une période de 100Hz utilise des sorties « tout ou rien » et différentes animations [9].

Les problématiques sont nombreuses sur les LEDs. Par exemple, les régimes transitoires de puissance de la LED n'ont pas été exploités. C'est-à-dire : est-ce que la LED de 50W peut supporter une puissance de 150W et pendant combien de temps ?.

Un plan d'expériences avec la MÉTHODE TAGUCHI pourrait être appliqué à de nombreux Travaux de réalisations pour mieux interpréter les phénomènes expérimentaux. Mais le temps manque pour faire des bilans concrets.

9. Conclusions

La mise en œuvre de ce projet demande de s'appuyer puis d'approfondir de nombreuses matières pour mener à bien la réalisation ce système. Il n'est jamais facile de vulgariser un système et d'apprécier ce qui est négligeable. Les étudiants ont toujours un manque de vécu et de recul sur le système pour en finaliser la réalisation.

Les étudiants ont apprécié l'interactivité du système et la prise en compte de l'action du courant sur la luminosité. Ils ont aussi aimé comprendre pourquoi il fallait une électronique pour commander des LEDs. Ils ont, par ailleurs, été surpris par les pertes et par l'échauffement provoqué par des LEDs de puissance.

Ce type de projet est très moteur car les LEDs envahissent notre quotidien (éclairage de voiture, de maison, de vélo, ...). A ce propos, les étudiants sont étonnés de constater qu'un éclairage de 15W monté sur les cycles motorisés de l'IUT éclaire plus fort qu'un éclairage d'une voiture [11, 4].

Enfin, grâce aux connaissances engrangées par les étudiants, leurs esprits critiques s'est développés. Cela leur permet maintenant d'apprécier de manière plus technique différents produits vendus par exemple sur des sites internet et qui affichent des valeurs souvent rocambolesques (luminosité (lumens), puissance, dimension, ...).

10. Références

- [1] Book : Power Supplies for LED Driving, Winder, Steve 2011
<http://u-picardie.cyberlibris.fr/book/88812082>
- [2] Book : Les LED pour l'éclairage Fonctionnement et performances, Massol, Laurent 2012
<http://u-picardie.cyberlibris.fr/book/88810884>
- [3] Angel Barroso "Optimisation de l'efficacité des LED grâce à la topologie et du niveau de courant, JCCE 2015
- [4] Tomaz Targosinski Alternative to luminous flux in type approval requirement for LED Headlamps, ISAL_2015
- [5] Jean-François SERGENT « Etude comparative de trois technologies de lampes d'éclairage » Revue 3EI
- [6] Patrick Motier S'éclairer avec des LEDs. Revue 3EI N°64 2011
- [7] <http://forum.LED-fr.net/>
- [8] Fabricant de LEDs : <http://www.cob-LED.com/>
- [9] youtube : Gyrophare à bandes de LED, RVB animation en hauteur
https://www.youtube.com/watch?v=aNlx2PfeWJI&list=PLfZunVn_gcq7EOurXuWU2sRFmh6CbiUiL&index=62
- [10] datasheet Driver
http://www.trpssl.com/driver_spec_sheets/LED-50W.pdf
- [11] Eclairage pour velo forte puissance
<http://velorizontale.bbfr.net/t16874-eclairage-a-del-pour-velo-LED-light-for-bike-light-electro-diode>
- [12] Fabricant Refroidissement liquide et air :
<http://www.corsair.com/fr-fr/hydro-series-h80i-high-performance-liquid-cpu-cooler>
<http://www.anandtech.com/show/7738/closed-loop-aio-liquid-coolers/9>

Véhicules à faible consommation énergétique (exemple du challenge SUNTRIP)

A.SIVERT¹, B. CAUQUIL², E. MOREL, F. BAILLY, F.BETIN¹,

(1) Laboratoire des Technologies Innovantes (L.T.I), équipe Énergie Électrique et Systèmes Associés (EESA)

(1) U.P.J.V, Université de Picardie Jules Verne, Institut Universitaire de Technologie de l'Aisne GEII, 02880 SOISSONS.

(2) U.T.P.S, Université de Toulouse Paul Sabatier, département GMP de l'Institut Universitaire de Technologie, 65016 TARBES

Résumé : depuis 2010, année au cours de laquelle les batteries au lithium ont commencé à se démocratiser, des pionniers du vélo électrique ont voulu démontrer qu'il était possible de faire de grands périples en consommant peu d'énergie avec des vitesses honorables et sans être un sportif exceptionnel. Ainsi, Florian Bailly a effectué un parcours France-Japon en 2010 [1] et a lancé l'aventure du Suntrip France-Kazakhstan en 2013, sur 7.000km et avec 31 participants. Seuls 20 aventuriers sont alors arrivés au bout. En 2015, ce challenge a été réédité avec 25 participants et seulement 3 abandons. Après 7000 km, les 3 premiers sont arrivés avec seulement un jour d'écart sachant que le meilleur a fait le parcours en 27 jours avec un dénivelé positif total de 45km.

De nombreuses questions techniques doivent être résolues pour participer à ce challenge : quel type de cycle utiliser ? Quel investissement financier pour un prototype ? Quelle masse supplémentaire engendrée par la motorisation électrique embarquée ? Quels types de moteurs et puissances envisager ? Quelles technologies de batteries utiliser ? Quelle consommation du véhicule ? Quelle surface de modules photovoltaïques pour une autonomie totale ? Quels compromis envisager ?

Cet article, qui fait suite à d'autres articles sur le même thème, vise à répondre à ces multiples questions et permettre ainsi d'envisager la réalisation d'un prototype motorisé susceptible de participer à ce challenge, ou tout du moins de voyager en consommant très peu d'énergie. Nous présenterons ici les résultats de deux concurrents qui ont fait des choix techniques diamétralement opposés tout en réalisant des performances pratiquement similaires. Enfin, des comparatifs d'énergies calorifique et électrique consommées, des choix de vitesse de déplacement ainsi que des fréquences de recharge d'accumulateur seront présentées.

1. Introduction

Des concours de véhicules à faible consommation tels que l'« Eco-Marathon » existent depuis longtemps mais cette compétition soulève plusieurs problèmes. Le principal concerne le fait que les véhicules présentés ne sont pratiquement pas commercialisables en l'état. En effet, le conducteur est souvent contraint de rester dans une position très inconfortable en raison de l'aérodynamisme du bolide et des pneumatiques utilisés incompatibles avec une chaussée humide. Un autre problème concerne la validation de la consommation d'énergie à une vitesse moyenne de 25 km/h qui y est imposée et qui n'est pas représentative d'une utilisation quotidienne [2].

D'autres types de véhicules à faible consommation existent depuis longtemps. Ils sont mus par l'homme (*HumanPoweredVehicle* – HPV) et sont munis d'un carénage aérodynamique. Le record de l'heure d'un HPV est de 91 km/h [3], ce qui est bien supérieur à celui d'un vélo droit (56 km/h).

Ainsi, un challenge tel que le *Suntrip* [4] permettant de parcourir une distance de 7.000km sur des routes classiques et avec un véhicule facilement réalisable est très pertinent pour prouver qu'il est tout à fait possible d'effectuer de grands trajets avec une

faible consommation d'énergie et ce, tout en permettant de valider la fiabilité des prototypes. Précisons que pour ce challenge, chaque personne a la liberté de choisir son itinéraire, à l'identique d'un « Vendée Globe » (tour du monde à la voile sans escale). Durant le *Suntrip*, la recharge des batteries ne peut se faire qu'à partir de l'énergie solaire, ceci afin de valider l'autonomie énergétique du véhicule. Une comparaison entre temps de roulage et temps de recharge avec un véhicule non solaire a même été entreprise aux « 12 heures de Chartres » (autre challenge de véhicules couchés).

Tous les prototypes légers démontrent qu'il est possible de réduire la consommation énergétique dans le secteur des transports et ainsi minimiser son impact environnemental au quotidien sur la planète, et notamment les émissions de gaz à effet de serre [5, 6].

Dans ce qui suit, la puissance absorbée par nos véhicules sera établie et seront expliquées les consommations engendrées par les dénivelés en fonction de la vitesse moyenne. Puis les différentes technologies utilisables dans le cadre d'un prototype seront suggérées permettant ainsi d'envisager, pour le lecteur, un support pédagogique possible.

2. Etudes

2.1. Puissance résistive et consommation

La puissance résistive d'un véhicule est souvent modélisée par l'équation suivante (1) :

$$P_{resistance}(W) = k_{Aero} \cdot Vit^3 + (Cr + \frac{pente(\%)}{100}) \cdot \frac{M \cdot g \cdot Vit(km/h)}{3.6}$$

Avec M, la masse du véhicule et de son conducteur, g la constante de gravitation et Cr le coefficient de roulement des pneus [7].

La figure 1 présente la puissance demandée au moteur pour différents types de cycle. On y remarque que l'aérodynamisme du véhicule commence à être prépondérant à partir de 30 km/h. Le carénage d'un véhicule permet d'améliorer ce point mais au détriment d'un surpoids d'environ 12kg.

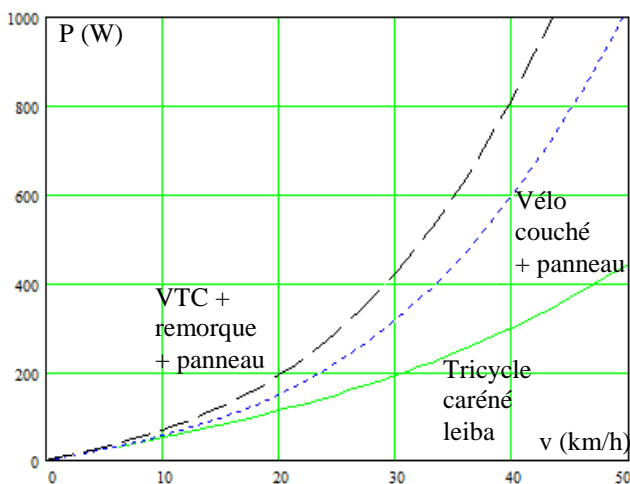


Fig. 1 : puissance demandée au moteur (W) en fonction de la vitesse sur du plat (km/h), sans pédalage, pour différents cycles et avec un $Cr=0.005$

À partir de la figure précédente, il est possible d'identifier les coefficients de performance de chaque type de véhicule. Ces coefficients sont présentés dans le tableau 1 ci-dessous :

Type de cycle	kaero W/(km/h) ³	kroul W/(km/h)	Masse (Kg)
VTC	0,0065	7 à 3	14
Tri-cycle	0,005	7 à 3	18
Vélo couché	0,003 à 0,004	7 à 3	16
Vélo couché et panneau 2.5m ²	0,0054 à 0,0062	5 à 3	34
Tricycle caréné	0,001 à 0,002	5 à 3	30
Remorque de 140 litres	+0.002		10

Tableau 1 : coefficients de cycles

Les avantages du tricycle et du vélo couché, par rapport au vélo droit, sont de minimiser l'impact du facteur « aérodynamisme » et de permettre l'installation de modules PV (pour produire de l'énergie électrique mais aussi pour s'abriter du soleil). Ceci dit, la mise en place d'un module PV de 2.5m² entraîne une forte augmentation du coefficient aérodynamique (idem remorque).

Sachant que la puissance musculaire moyenne est de 100 W pour un homme moyen et de 300W pour un bon sportif, on peut envisager se déplacer à une vitesse comprise entre 25 et 40 km/h. Dès que la pente devient importante et que le vélo dépasse les 60kg, la puissance musculaire n'est plus suffisante.

Sur un parcours donné, la consommation énergétique en W.h du cycle motorisé peut être déterminée approximativement par l'équation suivante (2):

$$E(W.h) = (P_{resistive}(V_{moy}) - P_{humain}) \cdot \frac{(distance - D^-)}{V_{moy}(km/h)} + \frac{M \cdot g \cdot D^+}{3600}$$

Avec la vitesse moyenne en km/h, D+ le dénivelé positif (m) et la distance en km.

La masse de bagages durant le voyage est d'environ 20kg et le volume de 0.125 m³ (tente, vêtements, nourriture...). Des sacoches sont utilisées mais de nombreux concurrents ont également opté pour la remorque, ce qui augmente bien sûr le coefficient d'aérodynamisme mais permet d'y placer des modules PV. Une troisième option possible consiste en l'utilisation de vélos cargos (*cargo bikes*) dont la masse est d'environ 25kg.

A partir de l'équation précédente, et en considérant une distance parcourue de 200km/jour, un dénivelé moyen de 1%, une vitesse moyenne de 35km/h, une masse totale de 140 kg et une puissance humaine fournie de 100W, il sera nécessaire de fournir une énergie quotidienne de 3000W.h. Par contre, pour une vitesse moyenne de 25km/h, cette énergie nécessaire passe à 2000W.h. Ce besoin va conditionner la surface de module PV à mettre en œuvre.

Mais, à ce sujet, quelle est la capacité de production d'énergie électrique par m² de module PV ?

2.2. Surface et type de panneau solaire

La consommation d'énergie précédente détermine la surface de modules PV à installer pour être en totale autonomie d'énergie. Les modules monocristallins *Semi-Flex* ont une puissance crête de 200Wc/m² pour une masse de 4kg. Le coût total s'élèvera à 500€. En considérant qu'il y a du soleil tous les jours pendant 8 heures, que 50% de la puissance crête peut être restituée par les modules orientés horizontalement par rapport au sol et qu'ils ne peuvent suivre l'orientation du soleil, la quantité d'énergie produite peut être déterminée par l'équation suivante (3) :

$$E_{panneaux}(W.h) = P_{crete} \cdot temps(h) / \eta_{panneaux}$$

Sur un vélo couché, des modules d'1m de large et de 2.5m de longueur peuvent être installés sans nécessiter l'ajout d'une remorque.

Cette surface de 2.5m² permet de produire environ 2000W.h/jour. Certains concurrents ont opté pour 1m² supplémentaire qu'ils déploient lors de leurs arrêts. Mais cela signifie qu'ils embarquent une masse supplémentaire de 4 kg. Le support des modules peut-être légèrement orientable afin d'améliorer la production. Les modules PV placés au-dessus d'un vélo couché permettent, en outre, de s'abriter des rayons du soleil lors du pédalage. Ils peuvent aussi, lors des arrêts, être orientés en direction de l'astre à l'aide d'une grande béquille facile à mettre en œuvre. L'ombre alors portée par un tube de 2cm de haut placé perpendiculairement à la surface du module permet de savoir si ce dernier est dans l'axe du soleil. Un convertisseur d'électronique de puissance muni d'un algorithme de recherche de point de puissance maximum (MPPT : *maximum power point tracker*) permet de charger directement la batterie et d'optimiser le fonctionnement du module pour des conditions météorologiques données.

Notons toutefois ici que la puissance demandée par le vélo est davantage conditionnée par la pente et ce, pour obtenir une vitesse honorable dans les montées, que par la vitesse en régime établi sur du plat. Mais quelle est la masse supplémentaire embarquée nécessaire à la motorisation ? Quel est son rendement et quel type de moteur est utilisable ?

2.3. Type de moteur

Toutes les machines dédiées aux applications de motorisation de vélos sont de type *brushless* à aimants permanents. Il en existe deux sortes : le « moteur-roue » et le « moteur-pédalier ». La puissance d'un moteur-pédalier n'excède pas 1000W. Celle d'un moteur-roue 3000W. Les moteurs-pédaliers sont associés à un réducteur mécanique de vitesse qui ne permet pas de récupérer de l'énergie lors des phases de freinage ou en descente. Sur les moteurs-roues, le freinage électrique permet de limiter la vitesse dans les descentes abruptes, d'où un renforcement de la sécurité et une sollicitation plus faible des freins mécaniques qui ne risquent pas de passer en *fading* vue la masse importante du véhicule.

Pour les deux types de motorisation, l'action de commande s'effectue :

- soit par la sollicitation d'une poignée d'accélération (asservissement de vitesse avec limitation du courant de la batterie),
- soit par la prise en compte de l'information en provenance d'un capteur de pédalage qui évalue l'assistance nécessaire selon le choix de la puissance désirée (sachant qu'il y a différents niveaux d'assistance : de 1 à 10). Il existe de nombreuses stratégies d'assistance qui ne seront pas développées dans cet article.

Par simplification, on considère que le moteur *brushless* se comporte comme un moteur DC

présentant une résistance équivalente. Par conséquent, les pertes électriques et son échauffement correspondent aux équations suivantes (4) et (5) :

$$Perte (W) = Rm_{equivalent} \cdot I^2$$

$$Temp_{motor} (^{\circ}C) = Perte \cdot \frac{R_{TH}}{V} \cdot (1 - e^{\frac{-t \cdot V}{R_{TH} \cdot C_{TH}}}) + Tamb$$

Avec RTH correspondant à la résistance thermique du moteur, CTH à la capacité thermique du moteur et Tamb à la température ambiante.

La résistance thermique diminue en fonction de la vitesse du véhicule V(km/h), dès que celle-ci est au-delà de 15 km/h.

Lorsque l'on relâche la poignée d'accélération à X%, alors la vitesse diminue en fonction de l'équation suivante (6) :

$$Vitesse \propto kv \cdot U_{batt} \cdot X \%$$

pour une certaine puissance résistive. Alors le courant augmente à partir de l'équation suivante (7) :

$$I_{motor} = P_{resistive} / (U_{batt} \cdot X\% \cdot \eta_{moteur} \cdot \eta_{contrôleur})$$

Comparons 2 moteurs alimentés sous 50V :

- moteur-pédalier Bafang (8 fun) BSS02 750W, 4.2kg, 700€ TTC, résistance équivalente : 0.26Ω, puissance dissipable : 250W, Imoteur max=30A, RTH = 0.3°C/W,
- moteur-roue Crystalyte HS3540 2000W, 7kg, 350€ TTC, résistance équivalente : 0.22Ω, puissance dissipable : 400W, Imoteur max = 42A, RTH = 0.187°C/W, CTH=770 J/°C.kg.

Notons que le prix du moteur ne dépend pas que de sa puissance, mais aussi de ses ventes et du type d'aimants employé. Notons également que le moteur roue a une surface d'échange thermique plus importante qui lui permet de mieux dissiper les pertes thermiques.

L'utilisation du simulateur de moteur en ligne « *Ebikes.ca* » permet de tracer les caractéristiques théoriques des machines présentées ci-dessus. Sur la figure 2, la première partie des courbes (couple, puissance et rendement) correspond à un courant batterie limité. Puis la tension est limitée par la capacité de la batterie. La courbe en noir correspond à la puissance utile liée au coefficient de roulement, au coefficient d'aérodynamisme et à la pente. L'intersection de la puissance utile et de la courbe (puissance moteur + puissance de pédalage) donne la vitesse du véhicule.

Attention, il ne faut pas prendre la courbe suivante telle quelle avec la poignée d'accélération actionnée à 100% pour connaître le rendement du moteur. En effet, la courbe de rendement de cette figure correspond au démarrage du véhicule avec la poignée d'accélération en 100%.

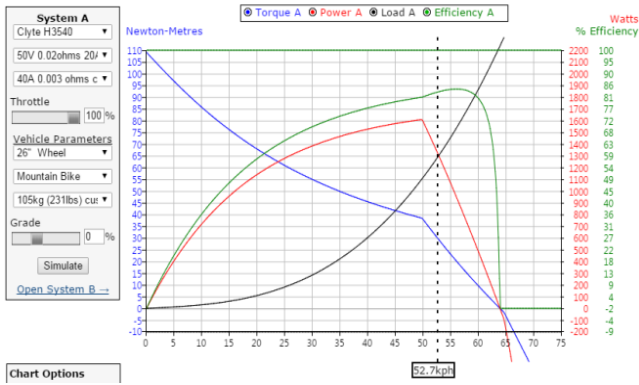


Fig. 2 : courbe de rendement, puissance moteur, couple et puissance résistive en fonction de la vitesse pour 100% de la poignée d'accélération

Le rendement en régime établi de vitesse en fonction de la poignée d'accélération est représenté sur la figure 3 pour le moteur-roue *Crystalyte*, ainsi que la vitesse et la puissance. Pour le moteur-pédalier *Bafang*, c'est quasiment identique.

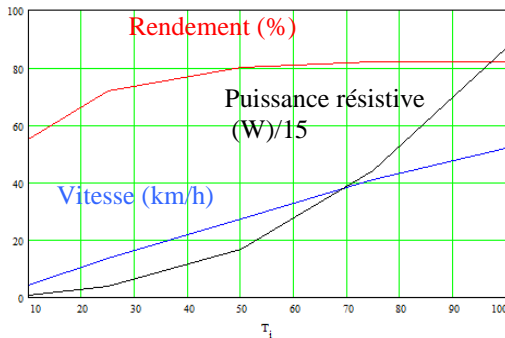


Fig. 3 : caractéristique du moteur HS3540 en fonction de la poignée d'accélération et avec une pente de 0%

Lorsque la pente est de 5% alors la puissance résistive augmente fortement ce qui entraîne souvent la saturation du courant batterie. Le rendement est alors compris entre 77% et 50% en fonction de la position de la poignée d'accélération comme on peut l'observer sur la figure 4.

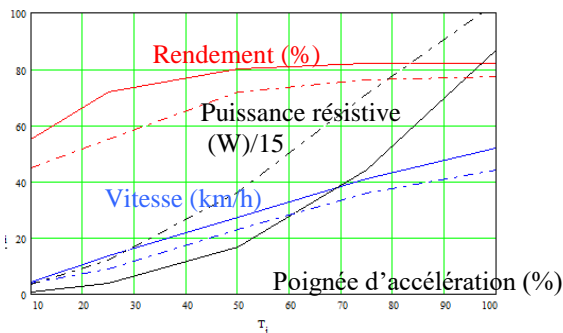


Fig. 4 : caractéristiques du moteur HS3540 en fonction de la position de la poignée d'accélération avec une pente de 0% (traits pleins) et 5% (pointillés)

En conséquence, avec une motorisation électrique, il ne faut pas solliciter le moteur à des vitesses trop faibles, ceci afin de garder un bon rendement et un faible échauffement du moteur et du contrôleur. L'énergie consommée lors d'une montée ne dépend que des rendements et correspond à l'équation suivante (8) :

$$E_m(W.h) = (M \cdot g \cdot D^+) / (3600 \cdot \eta_{moteur} \cdot \eta_{contrôleur})$$

Remarque : en 2016, le moteur-roue Mxus 4505 de 3000W est celui qui a le meilleur rendement (90%) sur le marché car il a une faible résistance équivalente (0.12Ω), mais une masse de 8.5kg.

Si le rendement entre le moteur-pédalier est quasi identique à celui du moteur-roue avec une commande par poignée d'accélération, la différence notable entre un moteur pédalier de 750W et un moteur roue de 2000W est la vitesse maximale en montée et le temps de fonctionnement en montée lié à la saturation de la puissance sortant de la batterie.

Par conséquent, pour le moteur 750W, il faut un contrôleur de 20A sous 50V (20A correspond au courant de limitation batterie). On pourrait alors croire que la puissance maximale ne pourra jamais être dépassée avec ce choix de courant maximal de la batterie. Mais le temps de fonctionnement avec une pente de 5% et une masse de 125kg est de 26 minutes à 30km/h comme le montre la figure 5 (« *overheat in* » pour un courant moteur de 33A). Pire, le fonctionnement ne sera que de 5 minutes pour une pente à 10% et à 16km/h. En effet, il ne faut pas confondre courant batterie et courant moteur qui provoque l'échauffement du moteur.

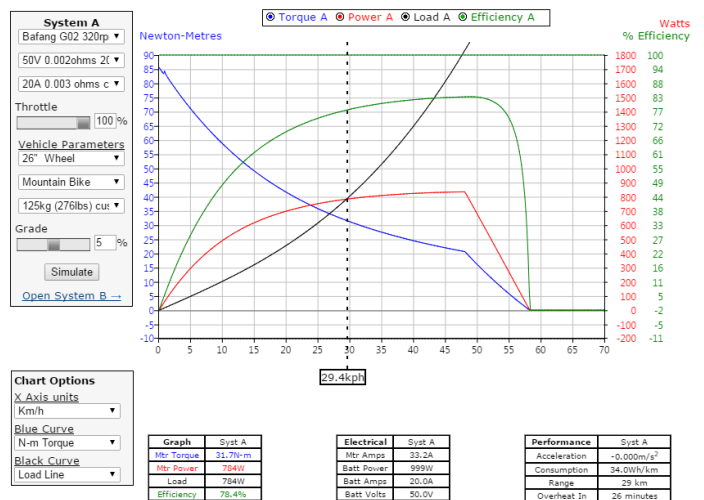


Fig. 5 : Caractéristique du pédalier avec une pente de 5%

Ce n'est pas parce que le moteur HS3540 est plus puissant qu'il ne sera pas affecté par cette limite thermique alors que la puissance utile est seulement de 700W. En effet, cela dépend des pertes du moteur, donc de la vitesse. Mais on peut observer sur la figure 6 qu'il n'y aura pas de dépassement thermique pour la même puissance moteur que la courbe précédente.

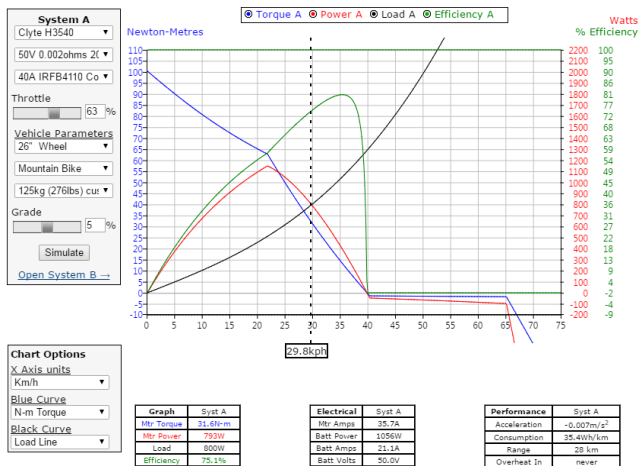


Fig. 6 : caractéristique du moteur roue avec une pente de 5%

Le choix de la constante de vitesse du moteur *brushless* conditionne la vitesse maximale atteignable étant donnée la tension batterie. Il existe chez les mêmes constructeurs différentes possibilités de bobinage.

Exemple : il y a plus de spires pour un moteur couple HT3525 que pour le HS3540 afin d'obtenir plus de champ magnétique. Mais, pour un même encombrement, la section de fil est plus faible, d'où une résistante équivalente plus importante et égale à 0.35Ω. Ce moteur peut donc supporter un courant moteur moins important pour la même puissance dissipable.

La puissance maximale du moteur va donc dépendre de la tension de la batterie et du courant de limitation du contrôleur. Pour protéger efficacement notre moteur, les deux solutions suivantes seraient judicieuses en plus de la limitation du courant batterie :

- limitation du courant moteur,
- mesure de température sur le bobinage.

Mais ces 2 solutions sont rarement proposées. De plus, l'échauffement du contrôleur est à prendre en compte en fonction du courant moteur, car étant donné que le contrôleur a une constante de temps thermique plus faible que celle du moteur, c'est lui qui sera susceptible d'être endommagé le premier.

Notons cependant que très peu de concurrents ont abandonné pour ces problèmes de limitation thermique.

D'un point de vue mécanique, le moteur-pédalier génère un effort important sur la transmission (chaîne, roue libre...), d'où une puissance maximale de 1000W.

Exemple de détermination de la puissance du moteur pour obtenir une certaine vitesse en montée, à partir de l'équation (1) : soit un vélo couché avec une masse totale de 145kg, un coefficient k_{aero} de 0.0065, une pente de 5% et une vitesse de 25km/h. Alors la

puissance du moteur devra être de 634W et de 1130W pour une pente de 10%.

Mais quel type de batterie choisir comme réserve d'énergie pour ce challenge ?

2.4. Batterie

La batterie devra permettre une demi-journée de réserve énergétique (1000Wh) sous une tension de 50V. On en déduit une capacité énergétique de 20Ah. S'il y a plus d'une demi journée de mauvais temps, les concurrents ne pourront compter que sur leur puissance musculaire.

Les batteries sont de type LiPofer ou Li-ion. Les Li-ion ont une masse et un volume légèrement plus faibles que les LiPofer. Les LiPofer sont commercialisées en poche ou en cylindres alors que les Li-ion le sont sous la forme d'un assemblage « 18650 » cylindrique. En effet, les « 18650 » sont très vendues d'où leur coût de fabrication qui a fortement diminué depuis 2013.

Le tableau 2 compare ces 2 technologies.

Type de batterie	prix	masse
Li-ion 13S7P	400€	5kg
LiPofer 15S7P	400€	9.5kg
LiPofer 15S punch	600€	7.5kg

Tableau 2 : comparaison de type de batterie

Le taux de décharge à 2C (40A), n'est pas un problème pour les batteries. Le système de gestion de la batterie (*Battery Management System - BMS*) déleste la consommation de la batterie lorsque celle-ci est vide [8]. Maintenant que la technologie des batteries a été présentée, nous allons comparer les solutions techniques mises en œuvre par deux concurrents qui ont fait des choix diamétralement opposés.

2.5. Comparaison de deux prototypes et résultats

Le tableau 3 donne, pour les deux concurrents, la masse du véhicule sachant que la puissance maximale des motorisations est identique et que la vitesse maximale est de 45 Km/h. On peut observer sur les 2 figures suivantes les deux véhicules.



Fig. 7 : vélo couché Suntrip 2015 de Bernard Cauquil [9]



Fig. 8 : vélo cargo Suntrip 2015 d'Eric Morel [10]

Par contre, la surface de modules PV est bien inférieure pour le vélo cargo que pour le vélo couché, d'où une production moindre. Le poids du support

mécanique des modules PV n'est pas négligeable et est équivalente au poids de la remorque sans les roues.

A ce sujet, notons que le vélo cargo n'avait pas d'énergie d'avance (tout au plus 15%), alors que le vélo couché a toujours gardé une réserve de plus de 40% d'énergie dans sa batterie.

Les infrastructures de camping dans certains pays étant très précaires, cela oblige tous les participants au SunTrip à avoir une tente et à devoir gérer une quantité d'eau relativement importante.

Sur le tableau 3, on peut observer les consommations, productions et vitesses moyennes journalières. Lors d'une forte baisse de la production consécutive à une météo défavorable, la puissance électrique est moins utilisée et impacte la vitesse moyenne sur la distance parcourue. Il est à noter qu'il y a aussi eu deux jours de voyage en ferry et deux jours de visite à Antalya.

Type de vélo	Masse totale sans bagage	Batterie	Type de moteur	Vitesse max	Bagages = vêtements, eau, nourriture outillage	Panneau : surface + support produc/jour+MP PT	Consommation moyenne du prototype Temps moyen/J	Vitesse moyenne /jour + Km/jour	Dénivelé, distance, consommation totale
Vélo cargo+ cycliste+ age	63 kg 68 kg 36 ans	36V 1000W.h 6 kg	Pedalier PMF 700W	45 km/h	6kg+ 2 litre, 2,5kg	1.6 m ² , 300Wc, 14,8kg, 1272 W.h/jour	5.9 W.H/Km 9 H/jour	24.4 km/h/jour 214km/J	45861 m 6612km 36753W.h
Vélo couché+ cycliste+ âge	55kg 75 kg 56 ans	Li Mn 48 V 22 Ah	Roue Ezee 750W	45 km/h	15 kg + 5 litres, 5 kg outil	2.2 m ² , 405Wc, 18 kg 2100 W.h/jour	7.5 W.H/Km 9.62 H/jour	27,52 km/h/jour 265km/J	45861m 6952km 53230W.H

Tableau 3 : comparatif des concurrents

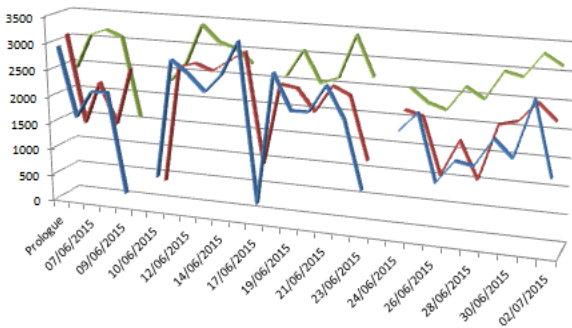


Fig. 9 : prototype couché : consommation W.h (bleu), production(W.h) (marron), vitesse moyenne*100 (km/h) (vert)

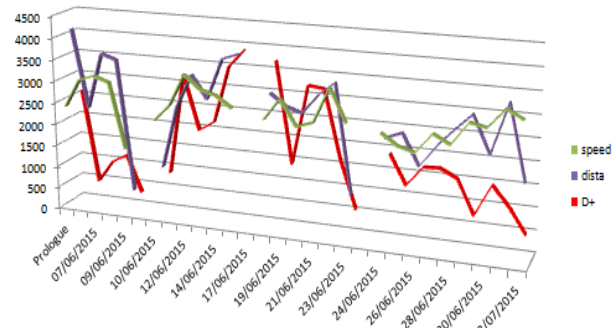


Fig. 10 : prototype couché, vitesse moyenne*100 (km/h), distance journalière*10 (km), dénivelé positif (m)

Le choix de la vitesse moyenne en fonction du dénivelé et de la production solaire n'est pas aisé et repose sur la stratégie adoptée par chaque concurrent. La figure 10 présente la vitesse moyenne, la distance et le dénivelé positif pour chaque journée. On peut observer des dénivelés positifs à plus de 3000m/jour avec des vitesses moyennes aux environs de 30 km/h.

Concernant la consommation journalière, il faut ajouter 39,5W.h pour le GPS, l'instrumentation et l'éclairage.

Etant donné que le temps de roulage quotidien est d'environ de 10 heures, l'énergie journalière que doit fournir chaque cycliste correspond à l'équation suivante, sachant que le rendement musculaire humain est de 25% (9) :

$$E_C(W.h) = P_{cycliste} \cdot t / \eta_{humain} + 1000$$

L'énergie dépensée chaque jour par le cycliste est donc d'environ 5000W.h correspondant à 4300kcalories ce qui représente une énergie alimentaire très importante.

Ainsi 5000W.h correspondent à 2.5 kg de pain soit 10 baguettes de pain (10€). En Europe, 5000W.h électrique ne coûtent que 0,50€. Le prix l'énergie électrique est très faible par rapport à celui de l'énergie musculaire.

Il est légitime de penser que sans le module PV (18 kg) et avec un coefficient d'aérodynamisme de moins de $0.002 \text{ W.h}/(\text{km/h})^3$, la consommation énergétique serait plus faible. De plus, avec des chargeurs de batterie de 1000W, une prise traditionnelle classique suffit. Toutes les maisons des pays traversés sont connectées au réseau de distribution de l'électricité. Par conséquent, le temps dédié à la restauration du cycliste correspond, bien souvent, au temps nécessaire de recharge du véhicule et, par conséquent, il semble préférable d'installer les modules PV sur un toit plutôt que sur un véhicule. Mais dans ce cas, le camping sauvage n'est plus possible, ce qui n'est pas dans l'esprit (d'autonomie énergétique !) du *SunTrip*.

2.6. Stratégie de gestion de l'énergie solaire

Une stratégie de charge de la batterie consiste à rester le plus possible dans une plage comprise entre 40 % et 80 % de la charge batterie. Le vélo couché n'est descendu à 40 % qu'une seule fois lors de la 3ème étape à cause d'une météo défavorable. Par contre, il est parvenu plusieurs fois à dépasser les 80 % de charge. Ces 80% lui donnent la capacité d'appréhender tous les paramètres (ensoleillement en fonction de l'heure, la météo, le relief du parcours). Cette stratégie permet de lisser la consommation sur l'ensemble de la journée.

2.7. Stratégie de charge pour les cycles non solaires

Lors du *SunTrip*, il est interdit de recharger la batterie à partir d'une prise classique sous peine de disqualification. Par contre, lors des « 12 heures de Chartres », où il y a beaucoup de vélo-mobiles, cela est possible et permet donc d'embarquer une batterie d'accumulateurs minimisée. Mais quelle est la vitesse moyenne possible pour faire la plus grande distance avec un chargeur de 720W, de 1.7kg, et pour une pente moyenne de 0.7% ?

Le rapport énergie/distance est un bon compromis pour connaître la consommation d'un véhicule. Ce rapport correspond aussi au rapport puissance résistive / vitesse et donne une équation du second degré qui peut se simplifier sous la forme d'un polynôme du premier ordre (10) :

$$ConsoR(V) \approx 2 \cdot k_{aero} \cdot 60 \cdot (V - V_{sans\ motor}) - V_{sans\ motor}$$

La vitesse sans moteur correspond à la vitesse moyenne obtenue lorsqu'il n'y a pas besoin de moteur. Cette vitesse correspond à l'équation suivante (11) :

$$V_{sans\ motor} (\text{km/h}) \approx P_{humaine} \cdot 3.6 / ((\frac{pente}{100} + Cr) \cdot M \cdot g)$$

Cette vitesse est valable si la puissance musculaire fournie est inférieure à 150W ce qui permet de négliger le coefficient d'aérodynamisme. Elle correspond au début de la consommation électrique comme on peut l'apercevoir sur la figure 11.

On peut d'ailleurs observer que le tricycle caréné consomme beaucoup moins d'énergie électrique que le vélo couché avec modules PV.

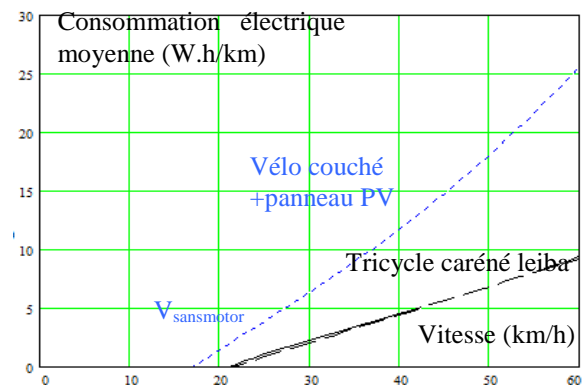


Fig. 11 : consommation entre 2 véhicules pour une pente de 0.7% et une puissance humaine de 100W

Pour un temps de course donné et un nombre d'arrêts de recharge donné, la vitesse moyenne peut être déterminée par la résolution de l'équation suivante sachant qu'à chaque arrêt, on considère que la batterie est vide. A chaque départ, on considère la batterie pleine (12) :

$$temps_{course}(h) = temps_{roulage} \cdot N + temps_{charge} \cdot (N - 1)$$

$$temps_{course}(h) = \frac{EnergieBatt}{puissance(V)} \cdot N + \frac{EnergieBatt}{puissance_{Chargeur}} \cdot (N - 1)$$

N correspond au nombre de roulages. La distance parcourue est déterminée par l'équation suivante avec la vitesse moyenne qui permet de décharger la batterie en totalité pendant le temps de roulage/N (13) :

$$Distance_{max} = vitesse_{moyenne} \cdot (temps_{course} - temps_{charge} \cdot (N - 1))$$

Exemple : pour un temps de course de 12h, avec N=3 (donc avec 2 temps de recharge complète), une batterie de 1000W.h, une puissance musculaire de 100W, une puissance de recharge de 720W, le temps de charge sera de 2,7h.

Avec le tricycle caréné, la vitesse moyenne est déterminée après la résolution d'une équation du troisième degré et correspondra à une vitesse de 49km/h. La distance effectuée sera de 452km avec une consommation électrique de 3000W.h (6.63W.h/km) et une énergie musculaire fournie de 930W.h.

Si l'on ne prévoit qu'une seule charge, la vitesse moyenne devra être de 40.47km/h et la distance parcourue diminuera à 429km, avec une consommation électrique de 2000W.h (4.66W.h/km) et un apport énergétique humain de 1065W.h.

Dans cet exemple, il n'y a pas beaucoup de différence entre la distance parcourue maximale avec 2 phases de charge et 1 seule phase de charge.

Si l'on ne prévoit aucune charge, alors la vitesse moyenne passe à 31km/h. La distance parcourue sera de

377km mais avec une consommation électrique de 1000W.h (2.65W.h/km) et un apport d'énergie humaine de 1200Wh. Par contre, la fatigue musculaire sera importante et jouera sur les besoins physiologiques de l'humain (pause toilettes, pauses repas, lucidité, ...), qui le pousseront à s'arrêter un minimum de temps.

Pour une batterie donnée, on peut observer sur la figure 12 que la vitesse moyenne doit être modérée en fonction du temps de course donc du temps de roulage :

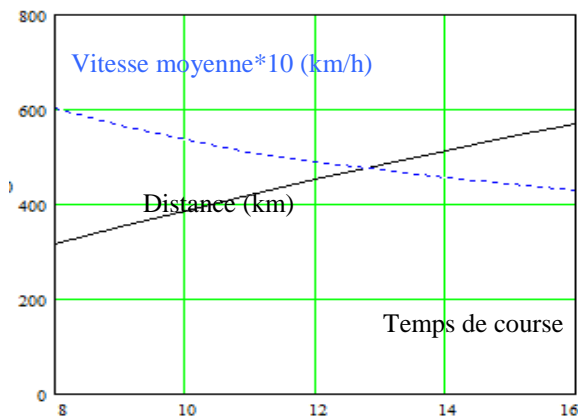


Fig. 12 : vitesse moyenne et distance parcourue en fonction d'un temps de course avec 2 arrêts de recharge à 100% et une pente de 0.7% pour le tricycle caréné et une puissance humaine de 100W

Cette stratégie peut être appliquée à n'importe quel véhicule électrique où les temps de charge sont longs.

Dans le contexte du voyage, il faut connaître la distance entre 2 bornes de recharge et gérer sa consommation en fonction de sa vitesse. En effet, en France, de nombreuses zones commerciales ont des bornes de recharges électriques gratuites. Mais il y a aussi la possibilité de demander un branchement sur le lieu de l'arrêt repas afin de maximiser sa capacité énergétique et réduire l'anxiété liée à la gestion du parcours restant.

Sur les routes, la vitesse est imposée par le flot de véhicules ou par le type de route qui contraint de respecter une vitesse limite et donc impose une consommation. Par conséquent, lors d'un déplacement sur une grande distance, la capacité de la batterie est fonction de l'autonomie désirée et impose de ne faire qu'un seul arrêt le midi.

2.8. Budget du prototype

Le budget est souvent un problème et nécessite d'effectuer des compromis pour la réalisation d'un prototype. En voici une estimation.

Sachant qu'un tricycle caréné a un coût d'environ 6000 €, un vélo couché d'environ 2500€ (ces cycles sont fabriqués en quantités artisanales et sont donc relativement chers), un moteur de 300€ à 600€, un contrôleur de 250€ à 400€, une batterie de 1000W.h de 400€ à 600€, l'instrumentation électrique de 360€ [11], l'instrumentation de puissance musculaire de 150€, les panneaux solaires de 1000€ à 1500€, le régulateur MPPT de 200€ à 400€, les sacoches de 200 € à 300€, les petits accessoires de 300€, le changement de vitesse (Rohloff, N360, classique) de 1000€ à 90€ et enfin les lumières de 100 € à 200 €, le coût d'un prototype oscille donc entre 5000€ à 7000€. A cela s'ajoute le prix du voyage.

Cependant, les participants sont souvent néophytes en électricité et en mécanique (comme nos étudiants), mais leur motivation est telle qu'ils apprennent vite les fondamentaux de la technologie (comme nos étudiants).

3. Exploitation pédagogique

La réalisation d'un vélo couché a été conduite à l'IUT de Tarbes par le département Génie Mécanique et Productique. Il s'agit d'un système pluri-technologique dans lequel toutes les fonctions sont à analyser. De nombreux tests et mesures sont également à réaliser afin de valider les choix technologiques et les performances attendues.

La conception et la fabrication de ce prototype a été menée en module de « travaux de réalisation » mais aussi en module de « projet tutoré ».

Ces réalisations permettent un rapprochement entre les départements « génie électrique et informatique industrielle » et « génie mécanique et productique », et parfois même, la collaboration entre différents IUT.

Tous les étudiants peuvent tester le prototype, mais aussi le présenter lors de différents événements

La communication autour du projet en français et en anglais (poster, vidéo, bilan, ...) constitue un exercice important et riche sur ce support.

4. Conclusions

La recherche du meilleur compromis pour réaliser un prototype demande une importante réflexion au sein du groupe projet et nécessite de nombreux essais afin de valider les éléments théoriques présentés dans cet article et fiabiliser les solutions techniques réalisées.

Le capital sympathie pour ces machines est important. Les échanges et les discussions avec les pilotes et usagers sont facilités par la curiosité du public qui les découvre durant un périple ou lors d'une conférence.

Faut-il une compétition pour promouvoir les véhicules autonomes de faible consommation ?

Faut-il toujours compter, calculer et établir des stratégies pour être le meilleur ?

Ce challenge constitue surtout une occasion unique de rouler sur les routes du monde en ayant le plaisir de le faire avec le minimum d'impact sur l'environnement, tout en découvrant de nouveaux paysages, de nouvelles cultures, de nouvelles gastronomies... Et c'est bien sur une belle aventure humaine ! Rassurons ici nos lecteurs : malgré le challenge, l'entraide entre concurrents est de rigueur !

5. Références

- [1] <http://florianbailly.com/> Voyage France Japon
- [2] https://fr.wikipedia.org/wiki/%C3%89co-marathon_Shell
- [3] <http://www.whpva.org/hpv.html>
https://fr.wikipedia.org/wiki/Record_de_1%27heure_cycliste
- [4] <http://thesuntrip.com/>
https://www.youtube.com/watch?v=tc47mkLYFss&list=PLfZunVn_gcq7EOurXuWU2sRFmh6CbiUiL&index=42
- [5] A.Sivert, F.Betin, T. Lequeu, B. Vacossin « Optimisation de la masse en fonction de la vitesse, puissance, autonomie, prix, centre de gravité, frein, d'un véhicule électrique à faible consommation (vélo, vélo-mobilité, voiture électrique). Estimateur de consommation sur un parcours. » Revue 3EI N°80, Avril 2015, page 47 à 57
- [6] A.Sivert, J.Claudon, F.Betin, B.Vacossin, « Véhicule électrique à faible consommation. Problématique mécanique des tricycles carénés. Caractérisation avec *smartphone* ». Revue Technologie N°199, octobre 2015, page 26 à 38
- [7] A.Sivert, J.Claudon, F.Betin, B.Vacossin, « Étude des pneus pour tricycles carénés à faible consommation », Revue Technologie N°201, janvier 2016, page 40 à 48
http://eduscol.education.fr/sti/ressources_techniques/revue-technologie-ndeg201-sommaire
- [8] A. Sivert, F. Betin, T. Lequeu, B. Vacossin « Etat de santé, diagnostic, durée de vie des batteries Lithium – Application à l'estimation de l'autonomie d'un véhicule électrique », Revue Technologie N°84, Avril 2016
- [9] [Le blog de ma balade en vélo couché 2012](http://www.cheminfaisant.fr)
<http://www.cheminfaisant.fr>
- [10] <https://www.facebook.com/ericusuntrip/>
<http://thesuntrip.com/eric-morel-st2015/>
- [11] A. Sivert, F. Betin, T. Lequeu « Instrumentation d'un véhicule motorisé électrique faible consommation de type « éco marathon » », Revue 3EI N°81, Juillet 2015, page 52 à 60



Rassemblement de différents type de vélos



Le vélo couché en action



Le vélo cargo en action



Tuto Arduino Uno

45 projets électroniques originaux

Bert Van Dam

Publitronic – Elektor

Voici une série de projets Arduino Uno brillants et passionnants : alarme silencieuse, détecteur de présence humaine, luxmètre, commande d'un moteur, accès depuis l'internet et commande sans fil par liaison radio, etc. Contrairement à bien des schémas électroniques qu'on trouve gratuitement sur l'internet, ceux-ci ont été vérifiés et testés avec succès.

Ce livre est aussi un mode d'emploi pour mettre en pratique ce que vous aurez appris avec ces 45 projets originaux. Ceux-ci sont faciles à réaliser et clairement décrits, avec des schémas et des photos. Les photos ont été faites avec des prototypes en fonction, elles témoignent de leur fiabilité.

Combinez ces projets entre eux pour donner vie à vos propres idées. J'explique pourquoi chaque projet a été réalisé de cette façon et pas d'une autre. Ces informations et la description des composants utilisés vous faciliteront l'adaptation des montages à vos propres besoins. C'est précisément là que commencera pour vous l'aventure la plus passionnante.



Traitement du signal

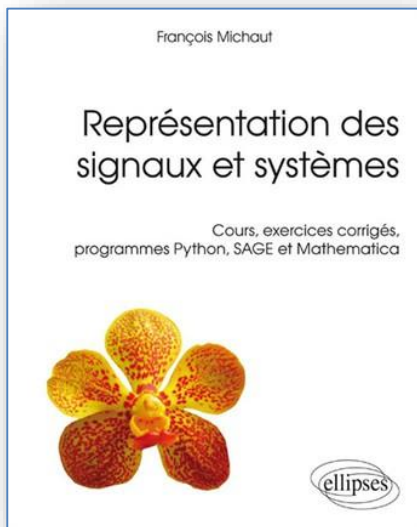
Représentation des signaux et systèmes continus

Guy Binet, Tarek Ahmed-Alli

Ellipses

La modélisation des signaux et systèmes continus s'adresse à de nombreuses disciplines. Si le traitement du signal, l'automatique et les communications sont les plus évidentes, cette technique rend aussi de grands services dans l'électronique, la physique et bien d'autres domaines scientifiques. Les mathématiques sont la base de cette théorie et les auteurs ont réuni, dans une importante partie annexe, les rappels nécessaires au développement des modèles : espaces $L1$ et $L2$, convolution, séries de Fourier, transformée de Fourier, transformée de Laplace et deux annexes fondamentales sur la théorie des distributions. Ces annexes sont traitées rigoureusement mais avec un point de vue d'utilisateur et non de pur mathématicien. C'est avec ces outils que sont développés les chapitres qui constituent le cœur du livre qui traite, avec les deux aspects temporel et fréquentiel, des méthodes de modélisation des signaux puis des systèmes linéaires. Sans entrer dans le domaine de l'automatique, l'ouvrage s'achève par un chapitre d'initiation aux systèmes bouclés.

Ce livre s'adresse aux étudiants universitaires de niveau L3 et M1, aux élèves ingénieurs de 1re ou 2e année ainsi qu'aux étudiants des IUT qui abordent ce domaine.



Représentation des signaux et systèmes Cours, exercices corrigés, programmes Python, Sage et Mathematica

François Michaut

Ellipses

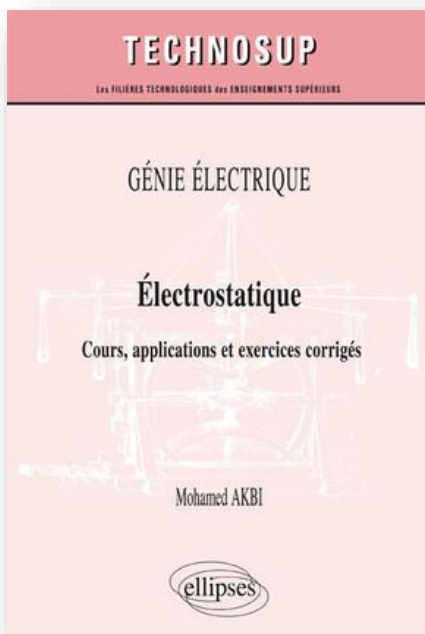
L'ouvrage présente la théorie des systèmes linéaires et des signaux stationnaires. Convolution, filtrage, corrélation, transformation de Fourier et TZ sont développés à temps continu et temps discret. Le parti pris est celui d'un traitement mathématique rigoureux de tous les concepts. Les outils de mathématiques et probabilités utiles sont exposés, rendant l'ouvrage autonome.

Les notions de moyenne temporelle et de fonction stationnaire conduisent à la corrélation et densité spectrale déterministe, pour les signaux issus des systèmes différentiels (linéaires ou non).

Les signaux aléatoires sont ensuite traités. L'estimation, par les outils de la théorie ergodique, relie les propriétés statistiques des processus aléatoires à l'analyse déterministe de leurs trajectoires.

Des applications au traitement du signal illustrent les outils (filtrage optimal, modélisation des systèmes, algorithmes adaptatifs).

Le contenu couvre les cours de mathématiques, signaux et systèmes des formations L3-M1 ou écoles d'ingénieurs, et des approfondissements de niveau M2. Les compléments mathématiques, avec les théorèmes de caractérisation des signaux (Bochner, Paley-Wiener, Wold-Cramer), intéresseront scientifiques et enseignants souhaitant accéder aux résultats canoniques.



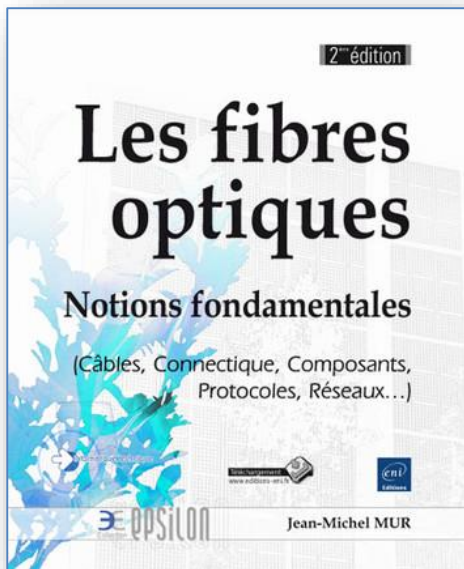
Électrostatique Cours, applications et exercices corrigés

Mohamed Akbi

Ellipses

L'ouvrage développe les principaux concepts de l'électrostatique du vide. L'accent y est mis particulièrement sur les fondements de l'électrostatique qui reposent sur la loi de Coulomb et sur les notions de champ électrique (lié à la force) et de différence de potentiel (liée au travail). L'ouvrage aborde l'étude du dipôle électrostatique très utile en chimie physique ou en biologie. Un chapitre entier est consacré à l'énergie électrostatique. On y trouve également exposées les notions d'influence électrostatique et de conducteurs en équilibre électrostatique.

Chacun des huit chapitres du livre est construit sur le même modèle en trois parties. Ils développent successivement d'abord l'essentiel du cours, puis des applications variées et enfin un large choix d'exercices et problèmes corrigés. Ce sont 64 exercices et problèmes de difficultés différentes qui sont corrigés en détail et qui constituent un échantillonnage suffisamment large, en mesure de donner une approche la plus fine possible de ceux qui sont posés dans les sujets d'examens.



Les fibres optiques Notions fondamentales (câbles, connectique, composants, protocoles, réseaux...)

Jean-Michel Mur

Eni

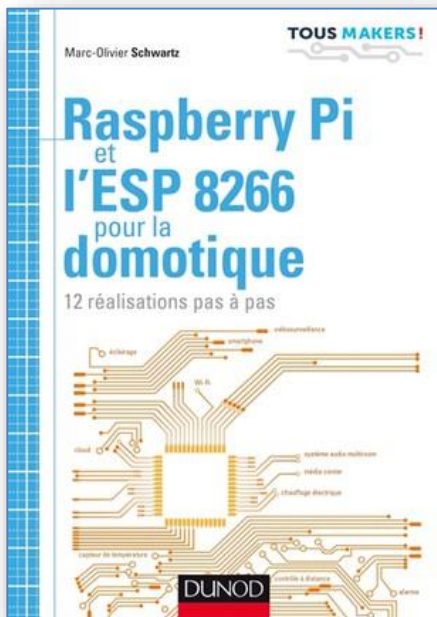
Devenu un classique, ce livre sur les fibres optiques a été mis à jour et complété pour cette nouvelle édition. Il s'adresse à toute personne intervenant dans la prise de décision d'investissement dans ce domaine (services informatiques, services généraux d'entreprise, collectivités territoriales, promoteurs immobiliers, gestionnaires d'équipements...) ainsi qu'à des étudiants et professionnels de l'informatique désireux de mieux connaître ce support, qui convient aussi bien aux autoroutes de l'information des opérateurs, aux zones d'aménagement public, aux data centers des informaticiens, aux réseaux locaux des entreprises, à l'immobilier et l'habitat, etc. L'auteur a souhaité présenter de manière simple, sans être simpliste, la grande diversité des éléments qui composent le monde des fibres optiques.

Dans les premiers chapitres, il décrit la variété des fibres optiques et leurs points forts (fibres optiques unimodales, multimodales, fibres optiques en plastique, fibres optiques pour applications spécifiques...) ainsi que leur protection vue à travers un large panorama des câbles en fibres optiques pour l'intérieur ou pour l'extérieur (câbles en aérien, câbles enterrés, en galerie, en caniveaux, câbles marinisés, câbles hybrides, etc.).

La partie matérielle des réseaux optiques est traitée dans les chapitres suivants à travers la présentation des méthodes d'aboutement des fibres optiques (connectique optique, épissure...), les équipements pour les tests et mesures et les grands types de composants optoélectroniques (lasers, photodiodes, coupleurs, atténuateurs, cordons optiques actifs pour data centers, etc.).

Un chapitre sur le multiplexage en longueur d'onde (WDM) fait comprendre tout l'intérêt de cette technique appliquée à ce support pour rentabiliser au maximum les investissements déjà consentis dans l'installation de réseaux en fibres optiques.

Les derniers chapitres font le tour des principaux protocoles transitant sur les fibres optiques (des divers Ethernet de l'ancien 10 Mbit/s aux récents 40 et 100 Gbit/s et très récent 400 Gbit/s, y compris Ethernet industriel, InfiniBand, Fiber Channel, etc.) et présentent les grands types de réseaux en fibres optiques avec un focus particulier sur les réseaux optiques passifs (PON) permettant de déployer à moindre coût la fibre optique jusqu'à l'habitation.



Raspberry Pi et l'ESP 8266 pour la domotique 12 réalisations pas à pas

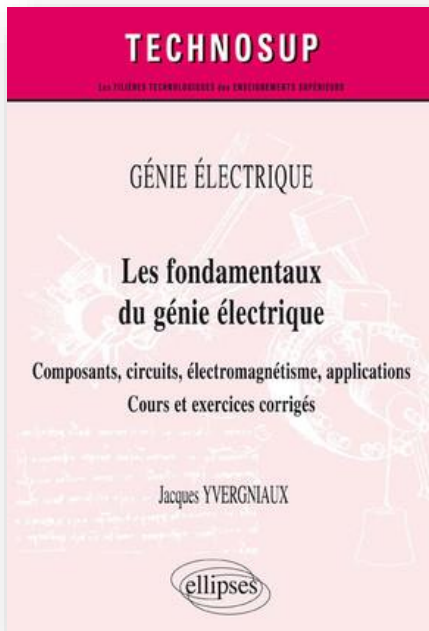
Marc-Olivier Schwartz

Dunod

Le micro-ordinateur Raspberry Pi est un outil simple et puissant pour des installations domotiques. L'ESP 8266 est une puce Wifi compacte qui permet au Raspberry de communiquer sans fil. Ce composant, facile à programmer et bon marché (5 euros), possède un microprocesseur 32 bits qui le rend parfaitement autonome. Cela fait du système Raspberry Pi + ESP 8266 le couple idéal pour des applications de domotique ou d'Internet des objets.

Sommaire

- Installation et mise en oeuvre du Raspberry Pi
- Construire un contrôle de l'éclairage
- Créer un contrôleur de température
- La vidéosurveillance avec Raspberry Pi
- Contrôler votre Raspberry Pi à distance
- Transformer votre Raspberry Pi en hub
- Utiliser votre Raspberry Pi comme media center
- Connectez votre Raspberry Pi aux services du cloud
- Enregistrez la température et l'humidité
- Contrôlez une lampe depuis l'extérieur
- Contrôle temps réel avec MQTT
- Capteurs de mouvement à distance avec l'ESP 8266
- Contrôle de température à distance avec l'ESP 8266



Les fondamentaux du génie électrique Composants, circuits, électromagnétisme, applications, cours et exercices corrigés

Jacques Yvergniaux

Ellipses

Pour préparer une spécialisation ultérieure en électronique, électrotechnique ou maintenance industrielle, il est indispensable de maîtriser les bases générales du génie électrique. Cette discipline à très large spectre englobe à la fois le traitement de l'énergie, le traitement de l'information ainsi que la commande des processus utilisant des moyens informatiques. Cet ouvrage particulièrement destiné aux étudiants de BTS, IUT et premier cycle d'école d'ingénieurs, propose donc d'aborder et de consolider ce socle commun des connaissances.

L'ouvrage peut être abordé sans connaissances préalables en électricité. Seules sont indispensables quelques notions de base classiques en mathématiques. Dans le livre, l'aspect énergétique est particulièrement développé au niveau des composants car dans chaque discipline on retrouve toujours des éléments qui stockent l'énergie ou qui la dissipent sous forme de chaleur. Ces composants fondamentaux sont abordés également dans des applications industrielles en mécanique et en thermique, avec essentiellement les problèmes de chauffage et de refroidissement.



Les capteurs pour Arduino et Raspberry Pi

Tutoriels et projets

Tero Karvinen, Kimmo Karvinen, Ville Valtokari Dunod

Vous avez envie de concevoir des montages avec Arduino ou Raspberry Pi qui interagissent avec leur environnement ?

Pour cela vous avez besoin de capteurs, et cet ouvrage vous aidera à passer rapidement des idées à la réalisation.

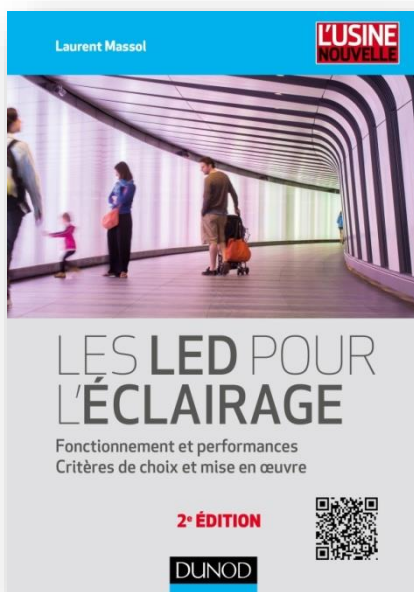
Chaque chapitre est consacré à un type de capteur (mouvement, lumière, son, etc.) et comporte :

- *des expériences qui expliquent la manière d'utiliser un capteur ;*
- *des tests de validation ;*
- *un mini-projet qui montre comment combiner différentes technologies pour obtenir un montage performant.*

Les nombreux exemples de code commentés vous seront précieux pour créer vos propres projets. Les montages que vous pourrez réaliser :

- *un éthylotest personnel,*
- *un détecteur de fumée qui envoie un courriel d'alerte,*
- *une sonnette hantée qui sonne avant qu'on ne la touche,*
- *un jeu vidéo Pong,*
- *un dôme lumineux sensible à la couleur,*
- *un écran graphique qui réagit aux sons ambiants,*
- *une station météo...*

Le code source des programmes et de nombreux liens et références utiles sont disponibles sur le site de référence de la version d'origine.



Les LED pour l'éclairage ; Fonctionnement et performances

Laurent Massol

Collection : Technique et Ingénierie,

Dunod

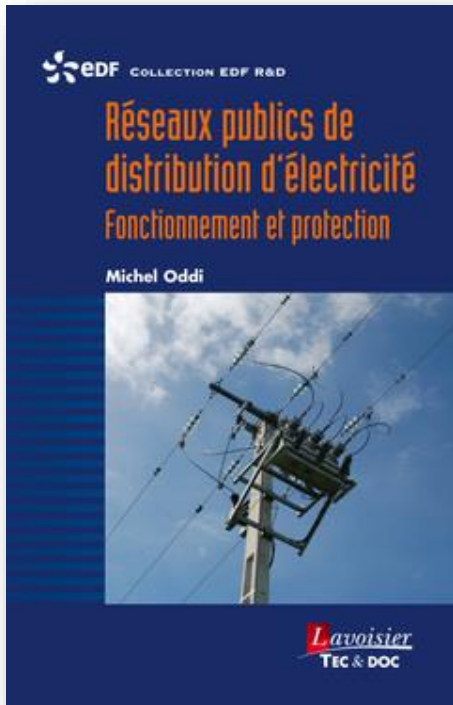
La révolution de l'éclairage est en route et elle passe par les LED.

Cet ouvrage vous expliquera tout ce qu'il faut savoir sur ce sujet, depuis les principes électroniques élémentaires jusqu'aux performances des composants les plus récents.

Les évolutions des technologies LED en cours, les problématiques de leur intégration dans une application d'éclairage et les stratégies des acteurs de ce marché en forte croissance sont également expliquées en détail.

Ingénieurs en bureaux d'étude, responsables produit, responsables marketing... trouveront dans ce livre toutes les informations utiles sur les LED pour réaliser les meilleurs choix technico-économiques et définir les orientations de leurs futurs produits d'éclairage.

Cette 2e édition mise à jour fait le point sur les évolutions les plus récentes et les perspectives dans le domaine des LED.



Réseaux publics de distribution d'électricité Fonctionnement et protection

ODDI Michel

Coll. EDF R&D

Les « smart grids » ou « réseaux intelligents » sont présentés comme les réseaux électriques publics d'avenir, mais ils ne peuvent pas être créés ex-nihilo. Ils devront s'appuyer sur les réseaux existants, fruit de plus d'un siècle d'optimisation et de progrès successifs, avec leur réalité physique et leurs lois que l'ingénieur, concepteur ou exploitant, doit connaître pour les comprendre et les maîtriser.

Cet ouvrage revient ainsi aux sources des réseaux électriques publics de distribution. Il s'attache à expliquer comment ils se sont constitués au fil du temps, comment ils doivent être conçus pour garantir la qualité et la fiabilité de l'énergie distribuée ainsi que la sécurité des personnes et des biens, comment ils doivent être protégés et comment et sous quelles conditions ils pourraient évoluer en « smart grids ».

Fort d'une expérience de quarante ans dans le domaine des réseaux électriques publics de distribution et d'une connaissance étendue des pratiques à l'étranger, l'auteur a rassemblé l'ensemble de son savoir dans ce livre, dont l'organisation permet une progression graduelle tout au long de la lecture. Un rappel systématique des principes théoriques et des théorèmes de base facilitent la compréhension des explications et des calculs exposés. Les normes applicables aux réseaux publics de distribution sont citées et les principales données numériques relatives à ces réseaux sont fournies. Enfin, de nombreux exemples concrets permettent d'illustrer les différentes théories et méthodes qui y sont développées.

L'étudiant trouvera dans cet ouvrage, véritable référence en matière de réseaux publics de distribution électrique, une théorie complète de ces réseaux, le concepteur et l'exploitant y trouveront des réponses à leurs questions sur leur fonctionnement et leur protection ainsi que des explications sur les risques de dysfonctionnements ; quant à l'ingénieur chercheur développeur, il pourra s'enquérir de l'environnement dans lequel les produits dont il a la charge évolueront et des contraintes de toutes natures qu'ils seront susceptibles de subir.

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....



A series of horizontal dotted lines for taking notes.

15 ans d'archives 3EI en DVD

La SEE vous propose d'acquérir le DVD « archives » 3EI regroupant tous les articles des numéros 0 à 59, de mai 1994 à décembre 2009, sous forme numérique (PDF scannés/ vectoriels).

Pour toute commande merci de remplir le bulletin joint ci-dessous et de l'envoyer à l'adresse indiquée :



BON DE COMMANDE

Raison Sociale :
 Adresse :
 Ville :
 Tel. :
 E-mail :

Nom du contact : M/Mme
 Pays :
 Fax :

	France et pays de l'Union Européenne	Hors Union Européenne
Tarif individuel	60 €	70 €
Tarif collectivité (CDI, laboratoires...)	100 €	110 €

MONTANT TOTAL DE LA COMMANDE :€ HT soit€ TTC (TVA 20%).

REGLEMENT:

- Par chèque bancaire à l'ordre de la « SEE »
- Par virement bancaire :
BNP Paribas, Paris Associations (02837)

RIB: 30004 00274 00010336242 58
IBAN: FR76 3000 4002 7400 0103 3624 258
BIC: BNPAFRPPAA

Date, Lieu

Cachet, Signature
 (Précédés de la mention "lu et approuvé")

Contact : Aurélie BAZOT
 Tél : 01.56.90.37.17 – aurelie.bazot@see.asso.fr





LES ARCHIVES DE *La Revue 3EI*, **POUR PARTAGER L'ENSEIGNEMENT DU GÉNIE ÉLECTROTECHNIQUE ET DE L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE**



1995-1996

- 4** Influence des convertisseurs statiques sur les réseaux
- 5** L'électrothermie
- 6** Première approche sur les réseaux

1996-1997

- 7** La machine à courant continu
- 8** La conversion d'énergie
- 9** Les composants inductifs et capacitifs en électronique de puissance
- 10** Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

1997-1998

- 11** Le transformateur
- 12** Les capteurs
- 13** Le génie électrique dans l'armement
- 14** Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

1998-1999

- 15** Les aimants et électroaimants
- 16** L'automatique en électrotechnique
- 17** L'appareillage haute tension
- 18** Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

1999-2000

- 19** La traction électrique ferroviaire
- 20** Energies renouvelables
- 21** Moteurs électriques pour applications de grandes séries
- 22** Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

2000-2001

- 23** Les automatismes industriels
- 24** L'éclairage
- 25** L'Etat de l'Art en électronique de puissance
- 26** Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

2001-2002

- 27** Métrologie : mesures et estimations
- 28** Convertisseurs propres
- 29** Les alimentations et convertisseurs embarqués
- 30** Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

2002-2003

- 31** Mesures dans les systèmes électrotechniques
- 32** Applications des micro-ondes de puissance
- 33** L'électronique dans l'automobile
- 34** Applications pédagogiques et réalités industrielles

2003-2004

- 35** L'outil informatique dans l'enseignement
- 36** La problématique de l'énergie, la place de l'électricité
- 37** Applications pédagogiques et réalités industrielles
- 38** Applications pédagogiques et réalités industrielles

2004-2005

- 39** La production décentralisée d'électricité (1)
- 40** La production centralisée d'électricité (2)
- 41** Matériaux magnétiques pour convertisseurs d'énergie
- 42** Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

2005-2006

- 43** Les réseaux électriques embarqués
- 44** Réseaux de transport d'énergie
- 45** Matériaux piézo électriques
- 46** Applications pédagogiques et réalités industrielles

2006-2007

- 47** Matériaux électro actifs
- 48** Stockage de l'énergie - 1^{ère} partie
- 49** Stockage de l'énergie - 2^{ème} partie
- 50** Pratiques pédagogiques de l'académie de Lille

2007-2008

- 51** Gisements d'économie d'énergie (1)
- 52** Gisements d'économie d'énergie (2)
- 53** FPGA (Field-Programmable Gate Array)
- 54** Pratiques pédagogiques de l'académie de Toulouse

2008-2009

- 55** Piles à combustible (1)
- 56** Piles à combustibles (2)
- 57** La Cogénération
- 58** Pratiques pédagogiques de l'académie de la région Paca

2009-2010

- 59** L'énergie des Mers
- 60** Les standards de communication
- 61** Les Aspects thermiques dans les convertisseurs
- 62** Applications pédagogiques de l'Académie de Versailles

2010-2011

- 63** Véhicule électrique
- 64** L'avion plus électrique
- 65** Compatibilité électromagnétique (CEM)
- 66** Applications pédagogiques : Académie de Créteil

2011-2012

- 67** L'éclairage
- 68** Défaillance et durée de vie du matériel électrique
- 69** Bâtiment du futur...
- 70** Applications pédagogiques : les STIDD

2012-2013

- 71** Systèmes d'acquisition, matériel embarqué
- 72** Convertisseurs multicellulaires, série, parallèle, de puissance
- 73** Réseaux de transport de l'énergie et liaisons continues
- 74** Réalité Industrielle et Recherche

2013-2014

- 75** Biologie et EEA
- 76** Démarche de projets
- 77** Machines Tournantes « du besoin aux usages »
- 78** Applications pédagogiques

2014-2015

- 79** Convertisseur électronique de puissance « du cahier des charges à la réalisation »
- 80** Réglages des procédés
- 81** Autoconsommation et autoproduction
- 82** Jeunes chercheurs et applications



15 ANS D'ARCHIVES 3EI EN DVD
 DVD regroupant tous les articles des n° 0 à 59, de mai 1994 à décembre 2009 sous forme numérique (pdf scannés/vectoriels pour les plus récents)

BON DE COMMANDE >>> A retourner à la SEE - La Revue 3EI - 17 rue de l'Amiral Hamelin - 75783 Paris cedex 16 - France - Fax : 33 (0)1 5690 3719

Tarifs au 1 ^{er} janvier 2016 Prix unitaire TTC		
Quantité	France & UE	Hors UE
A partir de :	Prix unitaire	
1 Volume	12 €	14 €
3 Volumes	10 €	12 €
DVD (TVA 19,6%) Archives La Revue 3EI		
Individuel	60 €	70 €
Collectivité (CDI, laboratoire...)	100 €	110 €

- Je commande les numéros :
 [] [] [] [] [] [] [] [] [] [] [] []
- Et/ou la série complète des années :
 [] [] [] [] [] [] [] [] [] [] [] []
- Je commande le DVD Archives

Nom et prénom :

Société : Fonction :

Adresse :

Code postal [] [] [] [] [] [] Ville : Pays :

Tél. : [] [] [] [] [] [] [] [] [] [] [] e-mail :

Je règle la somme totale de : € TTC (TVA 2,10 %)
 par chèque bancaire à l'ordre de la SEE
 Carte bancaire (Visa, Eurocard/Mastercard)
 N° Carte : []
 Date de validité : [] [] [] [] [] [] [] []
 N° cryptogramme : [] [] [] (3 derniers chiffres au dos de la carte)

Date, signature (mentions obligatoires) et cachet si il y a lieu :

Conformément à la Loi Informatique et Libertés du 06/01/1978, vous disposez d'un droit d'accès et de rectification aux informations qui vous concernent. Contact SEE abonnement ahol@see.asso.fr Tél : 01 5690 3717