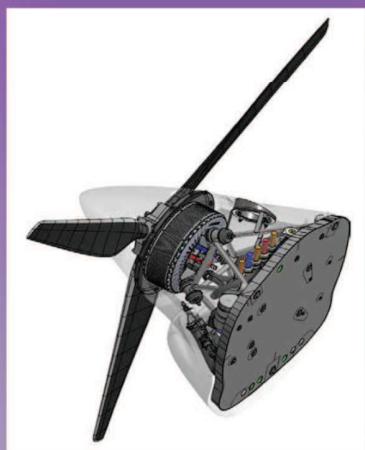
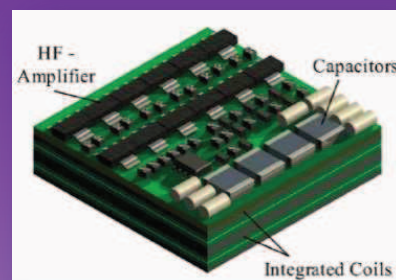


# La Revue SEE



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



**AVION ET ELECTRICITE, VERS UNE BAISSSE DES EMISSIONS DE GAZ A EFFET DE SERRE ?**



**ENSEIGNER L'ÉLECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE**



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

# Abonnez-vous à *La* Revue 3E.I



- Outil didactique pour les filières préparant à l'enseignement technique
- Trame indispensable à la formation continue des hommes et des femmes de terrain
- 4 N° par an : Janvier, Avril, Juillet, Octobre
- 3 dossiers complets par an sur des sujets d'actualité + 1 N° Pratique pédagogique

## BULLETIN D'ABONNEMENT 2021

À compléter et renvoyer : SEE - 17 rue de l'Amiral Hamelin - 75116 Paris - France - Tél. 01 56 90 37 17 - abo@see.asso.fr



### VERSION PAPIER

4 numéros : janvier, avril, juillet, octobre.  
Distribution postale

France & UE	Hors UE
<input type="checkbox"/> 40 € TTC	<input type="checkbox"/> 49,18 € HT



### VERSION NUMÉRIQUE

Accès aux publications numériques  
ouvert pendant un an à compter  
de la date de paiement

France & UE	Hors UE
<input type="checkbox"/> 30 € TTC	<input type="checkbox"/> 29,38 € HT



### VERSION DUO

Version imprimée  
+ version numérique

France & UE	Hors UE
<input type="checkbox"/> 50 € TTC	<input type="checkbox"/> 58,97 € HT

### VERSION PREMIUM

- > Adhésion SEE avec accès e3EI
- + Tarif préférentiel à la revue 3E.I format papier
- + Accès numérique aux revues 3E.I et REE
- + Tarifs préférentiels aux conférences et journées d'études

Adhésion SEE		
Standard	Retraités, enseignants, jeunes actifs (< 35 ans)	Etudiants, en recherche d'emploi
<input type="checkbox"/> 125 € TTC	<input type="checkbox"/> 65 € TTC	<input type="checkbox"/> 15 € TTC
+ Abonnement 3E.I (Version papier)		
<input type="checkbox"/> France & UE : 32 € TTC		<input type="checkbox"/> Hors UE : 41,34 € HT

TVA de la revue 3E.I : 2,1 %. Adhésion collective possible via des conventions de partenariat - Contactez-nous à : sg@see.asso.fr

### MES COORDONNÉES

Prénom :

Nom :

### ADRESSE DE LIVRAISON

Adresse :

Code postal :

Pays :

Ville :

Tél. :

e-mail\* :

\* Obligatoire

### MON RÉGLEMENT

Je règle la somme de  €

par  Chèque à l'ordre de la SEE

Virement après réception de la facture

Carte bancaire (Visa, Eurocard/Mastercard)

N° Carte

Date de validité  N° cryptogramme  (3 derniers chiffres au dos de la carte)

Je consens à recevoir les autres diffusions de la SEE & de ses activités (congrès, soirées débats, revues, etc.) qui sont extérieur aux diffusions liés à mon abonnement.

Conformément aux dispositions légales et réglementaires en matière de données personnelles, les informations recueillies sur ce formulaire sont enregistrées dans un fichier informatisé par la SEE (Société de l'électricité, de l'électronique et des technologies de l'information et de la communication) pour la mise en place et le suivi de l'abonnement souscrit ainsi que pour l'envoi de courriers, e-mails de réabonnements. Elles sont conservées et sont destinées à être utilisées par la SEE et les prestataires techniques de la SEE afin de permettre la bonne réception du magazine et d'assurer le service client. Vous pouvez exercer votre droit d'accès aux données vous concernant par courrier : SEE - Service abonnements 17 rue de l'Amiral Hamelin 75116 Paris ou par le formulaire de contact du site web : www.see.asso.fr  
Offre valable du 01/01/2021 au 31/12/2021.

### ADRESSE DE FACTURE (Si différente)

Je joins le bon de commande administratif N° :  
et je désire recevoir une facture au nom de mon employeur pour paiement à réception

Raison sociale de l'employeur :

Service :

Activité (facultatif) :

Adresse :

Code postal :

Ville :

Pays :

N° TVA :

N° TVA intracommunautaire : obligatoire pour règlement HT en UE Hors de France

e-mail\* :

\* Obligatoire

Date :

Signature (mentions obligatoires) et cachet si il y a lieu :



**ABONNEMENT + RAPIDE : <https://www.see.asso.fr/3ei>**

La Revue 3E.I est une publication trimestrielle de la SEE.  
Les sommaires des derniers numéros sont disponibles sur le site  
[www.see.asso.fr/3ei](http://www.see.asso.fr/3ei)





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

17, rue de l'Amiral Hamelin, 75116 PARIS

Tél : 01 56 90 37 17

site web : [www.see.asso.fr](http://www.see.asso.fr)

## La Revue 3EI

publication trimestrielle  
de la SEE

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><i>La Revue 3EI, Édition SEE, 17 rue de l'Amiral Hamelin 75116 PARIS</i></p> <p><b>Directeur de la publication</b> François GERIN Président de la SEE</p> <p><b>Rédacteur en Chef</b> Franck LE GALL</p> <p><b>Adresser les propositions d'article à :</b> <a href="mailto:revue3ei@gmail.com">revue3ei@gmail.com</a> ou sur le site <a href="https://www.see.asso.fr/3ei">https://www.see.asso.fr/3ei</a> rubrique "soumettre un article"</p> <p><b>Communication :</b> Mme. Mélisande DE LASSENCE <a href="mailto:Communication1@see.asso.fr">Communication1@see.asso.fr</a> 01 56 90 37 17</p> <p><b>Promotion et Abonnements :</b> (4 numéros par an) Janvier, Avril, Juillet, Octobre 2020. Tél : 01 56 90 37 17 <a href="mailto:abo@see.asso.fr">abo@see.asso.fr</a></p> <p><b>Tarifs 2020 :</b></p> <p>Version PAPIER :</p> <p>France et UE (TTC).....40 € Pays hors UE (HT)..... 49,18 €</p> <p>Version NUMÉRIQUE :</p> <p>France et UE (TTC).....30 € Pays hors UE (HT)..... 29,38 €</p> <p>Version DUO (Papier+Num.) :</p> <p>France et UE (TTC).....50 € Pays hors UE (HT) ..... 58,97 €</p> <p><b>Impression :</b> JOUVE 53100 Mayenne 11 bd de Sébastopol - 75027 Paris Cédex 1 - Tel : 01 44 76 54 40 Couv :O.P. : All. – TFR :0 – C. : PEFC Corp. :O.P. :Esp.– TFR :0 – C. : PEFC</p> <p>Dépôt Légal : Juillet 2021 Commission Paritaire 1222 G 78028 ISSN 1252-770X</p>	<p style="text-align: right;">Sommaire du n° 105</p> <p><b>Numéro spécial : Avion et électricité, vers une baisse des émissions de gaz à effet de serre ?</b></p> <p>p. 2 Éditorial,</p> <p><b>Thème : Avion et électricité, vers une baisse des émissions de gaz à effet de serre ?</b></p> <p>p.3 Conception intégrée par optimisation de chaînes de propulsion : de l'hybride à l'électrique Xavier Roboam, Bruno Sareni, Matthieu Pettes-Duler</p> <p>p.14 Nouvelles briques technologiques pour l'amélioration de la fiabilité des futurs systèmes de conversion d'énergie pour L'avions plus électriques (MEA) et la propulsion plus électrique (MEP) Bertrand Revol, Yann Fefermann, Stéphane Azzopardi, Toni Youssef, Jean Sylvio Ngoua Teu, Cyrille Gauthier, Rabih Khazaka, Sara Roggia.</p> <p>p.25 Étude d'un actionneur électroactif pour la déformation de surface portante pour optimiser la configuration aérodynamique d'un avion Gurvan Jodin</p> <p>p.34 Aviation légère et propulsion électrique Pascal Varoqui</p> <p>p.38 Les transports du futur, prospectives et illusions Michel Kieffer</p> <p><b>Hors Thème :</b></p> <p>p.49 L'ampère et les unités électriques : de l'électrodynamique à la mécanique quantique Wilfrid Poirier</p> <p>p.59 Théorème de Boucherot : Démonstration algébrique et compléments Antoine Ballet</p> <p>p.62 Traitement numérique du signal pour ECG (petit processeur open source atmega 328) Arnaud Sivert, Abdel Faqir, Franck.Betin</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).

Numéro 105 de la revue 3EI

« **L'Europe annonce la fin des véhicules thermiques pour 2035** » peut-on lire dans les journaux de ce début d'été 2021 alors qu'il y a encore très peu de temps, cette éventualité d'une conversion massive de la motorisation thermique vers l'électrique rendait sceptique l'immense majorité de la population et même des experts du domaine. Le secteur aéronautique est également concerné puisque le plan climat de la commission européenne fixe aussi des objectifs très ambitieux : taxe sur le kérosène dès 2023 avec une augmentation progressive sur dix ans, perte progressive des quotas gratuits d'émissions dont les compagnies aériennes bénéficient pour les vols intra-européens, .... La question de l'avion électrique revient donc de façon prégnante. Déjà en **septembre 2020, Airbus annonçait vouloir développer un avion 100 % hydrogène d'ici à 2035**. Pour faire le point sur ces perspectives, nous proposons dans ce numéro de faire un tour d'horizon sur l'apport de l'électricité dans l'aviation dans le contexte de l'objectif de baisse des émissions de gaz à effet de serre.

« **Thème : Avion et électricité, vers une baisse des émissions de gaz à effet de serre ?** »

En introduction du thème, Xavier Roboam et son équipe exposent les principaux tenants de l'électrification (de l'hybride à l'électrique) de la propulsion des aéronefs. Ils détaillent un exemple de conception multiphysique par optimisation (MDO) se basant sur le projet européen 'HASTECS', qui traite de la conception technologique des principaux constituants de la chaîne de propulsion.

De leurs côtés, Bertrand Revol et ses co-auteurs nous donnent un aperçu général des principales briques technologiques proposées pour les convertisseurs de puissance. Elles permettent de faire face aux défis dans le domaine aérospatial, apparus récemment du fait des concepts d'avions plus électriques (MEA) et de propulsion plus électrique (MEP). Cette étude vise à dresser un panorama de l'état de l'art des technologies déjà disponibles pouvant être mises en œuvre dans les futures architectures aérospatiales, ainsi qu'à donner de nouvelles perspectives pour repousser davantage les limites actuelles.

L'article que nous propose Gurvan Jodin se concentre sur un autre aspect de l'apport de l'électricité dans l'aviation : la possibilité de déformation des ailes afin d'optimiser les performances aérodynamiques. L'approche consiste en l'intégration d'actionneurs directement dans la structure avec utilisation de matériaux électroactifs. La maquette de plaque déformable actionnée par un alliage à mémoire de forme présentée dans cet article peut servir d'application pédagogique en modélisation, simulation, manipulations expérimentales, ou encore en asservissements et instrumentation.

Alors que les avions de ligne tout électrique mettront encore quelques années avant d'être mis en service, la version pour aviation légère est maintenant une réalité. Pascal Varoqui présente le Velis Electro de la société Pipistrel Aircraft, avion électrique certifié EASA dont le silence de fonctionnement permet une exploitation en zone urbaine sans soucis de nuisances sonores vis à vis des riverains des aérodromes.

Pour clore ce thème, nous reprenons la présentation de Michel Kieffer au colloque GEII 2021, dans laquelle il aborde la problématique de la consommation énergétique dans les transports de voyageurs et les solutions envisageables pour la réduction des coûts.

« **Hors Thème :** »

La section hors-thème s'ouvre par un article passionnant sur l'histoire de la définition de l'ampère. Cette aventure contée par Wilfrid Poirier nous fait voyager de la Révolution française, caractérisée par la volonté de fournir des références universelles pour les grandeurs physiques, à l'année 2019, date de la révision historique du Système International d'unités (SI), qui est désormais fondé sur les constantes de la nature. La nouvelle définition de l'ampère établie à partir de la charge élémentaire permet désormais d'exploiter au mieux certains phénomènes quantiques ainsi que les découvertes scientifiques les plus récentes, ce qui permet d'améliorer la mesure des grandeurs électriques et de celles qui en dépendent, et ce, au profit des utilisateurs.

L'article d'Antoine Ballet qui traite du théorème de Boucherot nous permet de revisiter cet incontournable des enseignements de Génie Electrique en exposant une démonstration par la méthode de la représentation complexe des grandeurs électriques, très commune dans l'enseignement supérieur en physique mais boudée au profit de la représentation vectorielle en génie électrique. Cet exposé d'une grande clarté permettra aux enseignants qui le souhaitent de faire le pont entre deux approches complémentaires des circuits électriques.

Enfin, Arnaud Sivert et ses co-auteurs présentent une application pratique sur le traitement numérique, susceptible de motiver les étudiants : le monitoring d'un électrocardiogramme. Cette application peut être réalisée avec des microprocesseurs « low tech » et des compilateurs open source peuvent être utilisés. Encore une idée de projet à tester avec vos étudiants !

Le Comité de Publication de la Revue 3EI

Faites connaître notre revue  
Vous en assurez la pérennité

**La Revue 3EI**

**Comité de publication**

Morgan ALMANZA

Hamid BEN AHMED

Arnaud BRUGIER

Jacques COURAULT

Jean FAUCHER

Gilles FELD

Jean Michel GAY

Jean-Philippe ILARY

Anthony JUTON

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

# CONCEPTION INTEGREE PAR OPTIMISATION DE CHAINES DE PROPULSION : DE L'HYBRIDE A L'ELECTRIQUE

XAVIER ROBOAM, BRUNO SARENI, MATTHIEU PETTES-DULER  
 Université de Toulouse, LAPLACE (UMR CNRS INP UPS)  
[nom@laplace.univ-tlse.fr](mailto:nom@laplace.univ-tlse.fr)  
 Adresse : ENSEEIHT, 2 Rue Camichel, 31071 Toulouse Cedex 7

**Résumé :** nous synthétisons, dans cet article, les principaux tenants de l'électrification (de l'hybride à l'électrique) de la propulsion des aéronefs. Après une présentation générale du contexte, situant les gains potentiels au plan aérodynamique et énergétique, nous présentons les principales architectures hybrides et électriques dont la conception se doit d'être abordée avec une vision multidisciplinaire, particulièrement riche de sens, mais également complexe. Dans ce contexte, nous détaillons un exemple de conception multiphysique par optimisation (MDO) se basant sur le projet européen "HASTECS" qui traite de la conception technologique des principaux constituants de la chaîne de propulsion. L'accent est mis enfin sur la conception intégrée par optimisation de l'ensemble de cette chaîne propulsive, permettant de mettre en regard les principaux degrés de liberté et contraintes de cette optimisation avec les performances sous-jacentes pour le système de propulsion complet.

## I/ Introduction

Dans l'optique de limiter l'empreinte environnementale des aéronefs actuels, l'électrification des systèmes non propulsifs et de la chaîne de propulsion est une voie qui semble prometteuse, même si « l'aventure technologique n'est pas simple » ! Depuis 2009, selon [Berger 20], plus de 200 projets d'aviation électrique ont été lancés dans le monde.

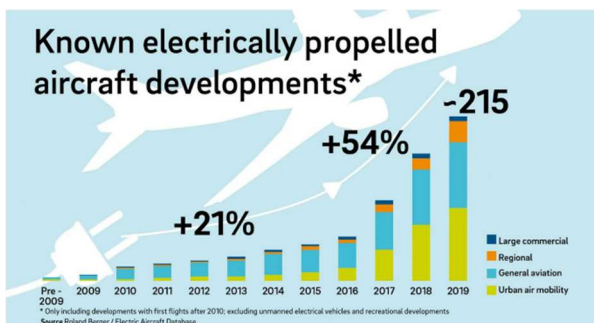


Figure 1.1 : Evolution du nombre de projets d'électrification d'aéronefs

Un tiers d'entre eux viennent de compagnies industrielles bien connues (Airbus, Boeing, Roll Royce...), d'autres de start-up ou de nouvelles entreprises nées dans l'industrie aéronautique. Aux USA, la NASA est également active (X-57 projet LEAPTECH : *Leading Edge Asynchronous Propeller TEChnology*) autour des concepts de propulsion distribuée. En France, l'ONERA [Hermetz 16], [Dillinger 18] propose également d'autres concepts aérodynamiques tels que « Dragon » ou « Ampere ». Issus de ces études et de ce retour d'expérience récents, les gains potentiels de l'électrification, qu'il s'agisse d'architecture plus électrique (hybrides) ou tout électrique, à batterie ou à piles à combustible, touchent à l'aérodynamique ainsi qu'à l'efficacité énergétique des aéronefs. Ce double objectif de gain, résumé

section II, laisse augurer une réduction des émissions polluantes, en CO2 notamment.



Figure 1.2 : électrification des aéronefs

La réduction d'émissions sonores est aussi un argument des « pro électriques ». De plus, même si la technologie électrique est moins éprouvée et moins mature pour les aéronefs que la propulsion classique thermique, la propulsion électrique distribuée offre des redondances potentiellement synonymes de gains en terme de sûreté de fonctionnement. Mais de réels obstacles et challenges technologiques et scientifiques se dressent face à cette aventure nouvelle : de façon générale la masse embarquée dans les aéronefs électrifiés est accrue de manière significative. Nous donnons aussi, dans cet article, certains « éléments pondéraux » induisant les fameux « effets boule de neige » inhérents à l'aéronautique. Après avoir exprimé

les principaux enjeux de l'électrification, nous présentons l'exemple du projet européen "HASTECS" qui traite de la conception technologique d'une chaîne de propulsion hybride série pour un avion régional. L'accent est mis enfin, en section IV, sur la conception intégrée par optimisation de la chaîne de propulsion complète, illustrant la complexité mais également l'intérêt de telles approches multiphysiques.

## II/ Contexte de l'électrification des chaînes de propulsion

### II.1/ Gains potentiels aérodynamiques et énergétiques

Divers bénéfices sur l'aérodynamique semblent offerts par l'électrification. Ils sont étudiés dans de nombreux projets mais ne sont pas considérés dans les études des sections III et IV. La propulsion distribuée introduit, en premier lieu, des gains potentiels permettant de réduire les surfaces de voilure (donc de diminuer la traînée en vol) via le concept de « voilure soufflée » qui consiste, lors des phases d'atterrissage, à augmenter la portance grâce à l'effet de souffle provoqué par les motopropulseurs électriques répartis. La haute dynamique des hélices à propulsion électrique laisse entrevoir également la possibilité de supprimer ou diminuer le plan vertical arrière (diminution masse – traînée) via le concept de « poussée différentielle ». Enfin, certaines études avancent des réductions d'effets de vortex par ajout d'hélices en bout d'aile. Au global, une réduction nette (> 15-20%) du carburant consommé est estimée [Thauvin 18].

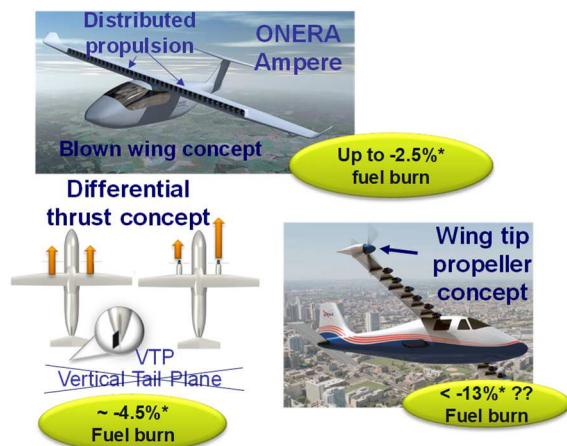


Figure 2.1 : gains aérodynamiques potentiels

Dans cet article, nous investiguerons plus en détail les gains à caractère énergétique qui résultent du compromis sur la réduction des masses et des pertes. L'augmentation du rendement de chaque étage de conversion implique en effet une demande énergétique réduite des étages amonts dans la chaîne de propulsion, offrant des gains de masse significatifs. De plus, dans le cas de chaînes hybridant source thermique principale, typiquement constituée d'une turbine à gaz, et sources auxiliaires électriques (à batterie ou pile à combustible), il est possible de réduire la consommation en kérosène

en gérant la puissance des sources hybridées pour éviter de faire fonctionner les sources thermiques en régime de puissance réduite très fortement consommateur : des phases tels que le taxi ou la descente peuvent ainsi avantageusement « être électrifiées ».

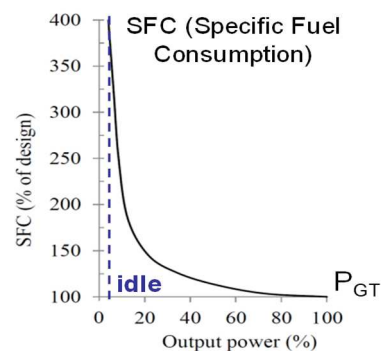


Figure 2.2 : gains énergétiques potentiels

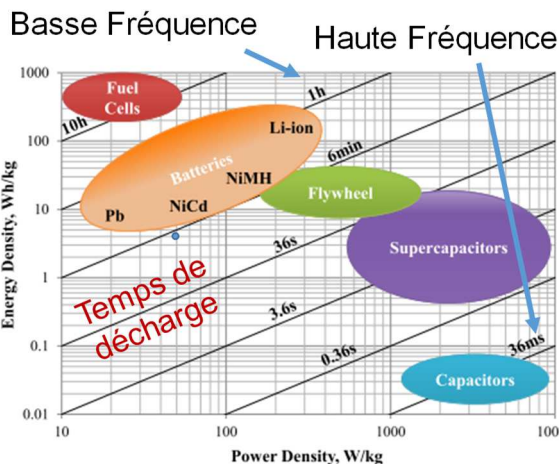
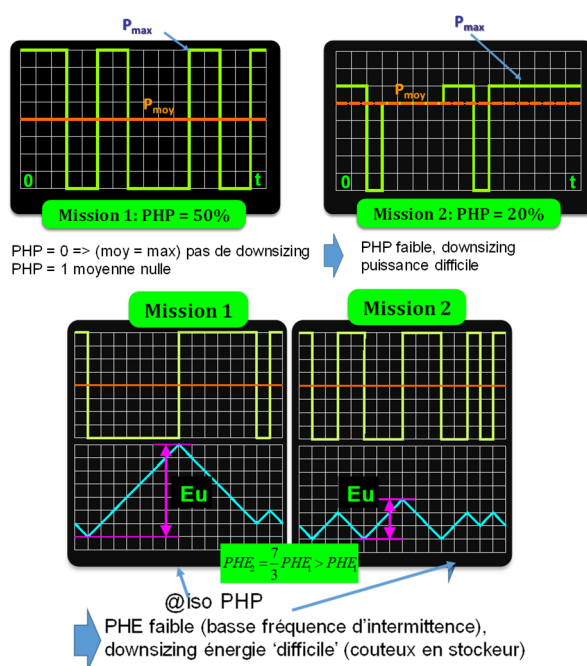


Figure 2.3 : indicateurs d'hybridabilité d'une mission

L'intérêt d'une hybridation énergétique entre une source principale (thermique) et une source auxiliaire (électrique) est bien connu dans le transport terrestre, automobile surtout, mais également ferroviaire ou

maritime. Mais celui-ci dépend fortement des caractéristiques de la mission à opérer : un avion ne récupère pas au freinage ou en descente au contraire des véhicules électriques. De plus, l'intermittence des cycles mission est favorable à l'hybridation. Or, la mission des aéronefs est principalement continue et énergivore. Deux indicateurs d'hybridabilité ont été introduits dans [Akli 08] : le PHP (Potentiel d'Hybridation en Puissance) indique la difficulté à hybrider une mission en terme de puissance, tandis que le PHE (Potentiel d'Hybridation en Energie) indique la difficulté en énergie :

$$PHP = 1 - \frac{\text{moy}(P_{srce\ princ})}{\text{max}(P_{srce\ princ})}; PHE = 1 - \frac{\text{max}(P_{srce\ princ})}{E_u(\text{energie utile})} \quad (1)$$

Le tableau de la Figure 2.4 établit un comparatif (en terme de d'hybridabilité des missions) effectué dans [Thauvin 18] entre les domaines de l'automobile, du ferroviaire, du maritime et de l'aéronautique : pour ce dernier, le cas d'un avion régional sur un parcours de 200 miles nautiques est considéré.

	Automobile		Ferroviaire		Maritime		Aéro
	Transp Urbain	Auto route	Desserte locale	Transp Urbain	Contai ner	Ferry	Regional (200 nm)
PHP (%)	94	74	65	91	43	63	32
PHE (mHz)	66	12	3	20	n/a	n/a	0.22

Figure 2.4 : comparatif inter domaine

Cette étude confirme que l'électrification des aéronefs est une aventure complexe, la mission de vol étant énergétiquement peu propice à l'hybridation, celle-ci étant, comme nous le montrons dans cet article, synonyme d'un accroissement des masses : or, [Thauvin 18] a montré qu'une tonne supplémentaire embarquée dans un avion de type régional entraine un accroissement de consommation carburant de l'ordre de 6% en raison des « effets boule de neige » (plus de masse embarquée => structure renforcée => plus d'énergie motrice).

Il faudra donc cumuler plusieurs facteurs de gains aérodynamiques et énergétiques pour supplanter les avions classiques tout thermiques dont l'efficacité est optimisée (exemple des propulsions NEO consommant moins de 3 litres par passager au 100 km) et pour lesquels les biocarburants ouvrent des voies avantageuses au plan environnemental, même si leurs capacités restent limitées. Dans ce contexte, la vraie rupture n'est-elle pas l'avion tout électrique « zéro émission » comme vient de l'annoncer Airbus avec de l'hydrogène vert brûlé dans des moteurs à combustion ou converti dans des piles à combustibles ?

## II.2/ Architectures et enjeux de l'hybridation

A l'instar des véhicules électriques et hybrides terrestres, il existe une assez grande variété d'architectures pour l'électrification des aéronefs, depuis le « tout électrique » à l'hybride série, parallèle ou série/parallèle : l'architecture série, choisie par Airbus dans le cadre de l'étude du projet européen HASTECS présenté à la section suivante, conduit au

saut technologique le plus ambitieux puisque la totalité de la puissance motrice est électrifiée. A l'opposée l'hybride parallèle paraît une voie intermédiaire plus prudente, comme le montre l'étude menée en II.3 [Thauvin 18].

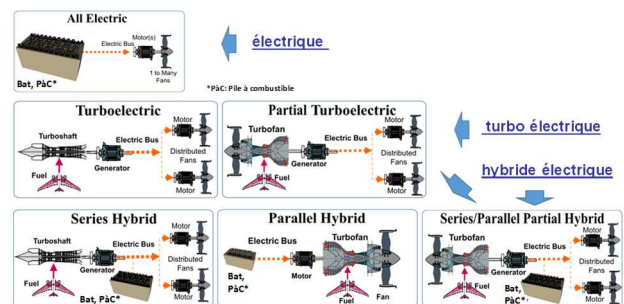
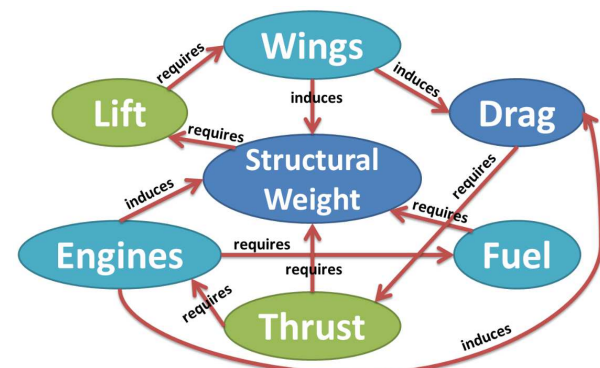


Figure 2.5 : architectures électriques et hybrides

Au-delà des challenges technologiques nécessaires, en vue de la « cure d'amaigrissement » des chaînes électriques, se dressent des enjeux et verrous scientifiques ultra complexes et passionnants pour la conception des aéronefs et de leurs chaînes de propulsion : en effet, comme illustré dans la Figure 2.6, de très nombreuses interactions entre plusieurs disciplines complexifient l'approche et imposent d'avoir une vision intégrée multidisciplinaire dite MDO pour « Multidisciplinary Design Optimization ».



Si le problème est si complexe, pourquoi ne pas le simplifier en optimisant chaque partie et chaque discipline ?

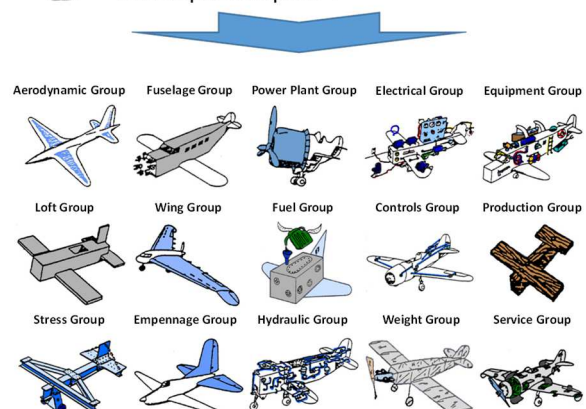


Figure 2.6 : nombreuses interactions à intégrer [Prigent 15]

L'étude menée dans la section IV se situe dans cette perspective et illustre bien qu'une somme d'optima

locaux, résultant d'optimisations circonscrites aux disciplines (groupes), ne permet pas d'appréhender les couplages systémiques et offre des solutions largement supplantées par les approches de type MDO. Le prix à payer pour ces approches intégrées se situe néanmoins en termes de complexité nécessitant de réduire drastiquement le volume d'information (réduction de modèle).

### II.3/ Exemple d'approche MDO

L'étude menée par J. Thauvin [Thauvin 18], conjointement par les laboratoires LAPLACE et ICA à Toulouse et par Airbus, illustre très bien les caractéristiques, mais aussi la complexité, d'une approche MDO. Celle-ci est appliquée à diverses architectures hybrides électriques (cf Figure 2.5), pour le cas d'application d'un avion régional 400 miles nautiques. Dans cette étude, une démarche d'optimisation est formulée avec un objectif de réduction de consommation en carburant sur mission de vol. Les variables de décision, degrés de liberté laissés au choix de l'optimiseur, concernent la géométrie de l'aéronef, le design du système propulsif et la stratégie de gestion de l'énergie. Une des originalités de l'étude vient du fait que la trajectoire de mission est également intégrée à ces variables de décision : le profil de mission est donc optimisé spécifiquement dans le contexte de l'hybridation à énergie minimale !

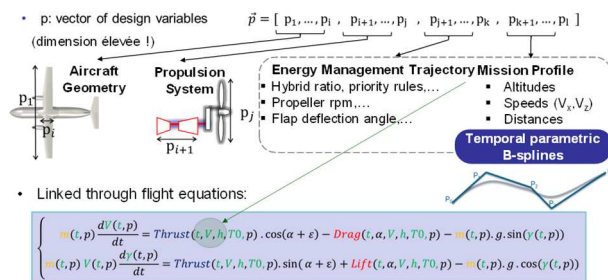


Figure 2.7 : exemple d'approche MDO

Le nombre de variables de décision est donc important (30 à 50 selon les architectures), couplé à un ensemble hétérogène de contraintes. Le problème d'optimisation est résolu en combinant un algorithme de recherche globale stochastique (CMA-ES) qui favorise l'exploration de l'espace paramétrique et un algorithme déterministe type gradient (Subplex) qui converge rapidement localement.

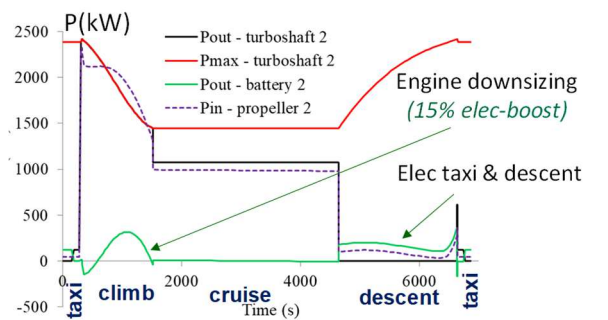


Figure 2.8 : MDO d'une architecture parallèle (avion régional 400nm)

L'architecture hybride parallèle s'avère la plus performante, dans ce contexte, car nécessitant un surplus minimal de masse embarquée par rapport à une référence tout thermique. Pour la configuration choisie (hybridation avec 1.5 T de batteries Lithium Ion non rechargées en vol), cette architecture pèse 14% de plus qu'une configuration tout thermique optimisée, mais consomme 9% de carburant en moins sur la mission de 400 nm : dans le cas où l'on rechargerait les batteries en vol, réduisant la masse de ces dernières à 300kg (1/5<sup>e</sup>), la masse au décollage n'est plus augmentée que de 5% mais la consommation n'est diminuée que de 3%. Ces résultats sont dus à divers gains d'ordre énergétique, notamment un sous dimensionnement de la turbine à gaz couplé à un boost électrique pendant la phase de montée, et une fonction type start & stop en électrique pendant les phases de descente et de taxi.

### III/ Projet 'HASTECS' : chaîne hybride série pour avion régional

Tandis que les modèles utilisés pour le design étaient, dans l'exemple précédent, très macroscopiques car principalement basés sur des hypothèses en densité de puissance (kW/kg) et d'énergie (kWh/kg), nous abordons ici une conception technologique des éléments de la chaîne de conversion de puissance avec le projet HASTECS soutenue par l'UE dans le cadre du programme Cleansky II. Comme illustré sur la Figure 3.1, ce projet s'applique à une chaîne hybride série dont la puissance globale dépasse 5 MW, ce qui engendre des sauts technologiques importants et un niveau d'intégration élevé.

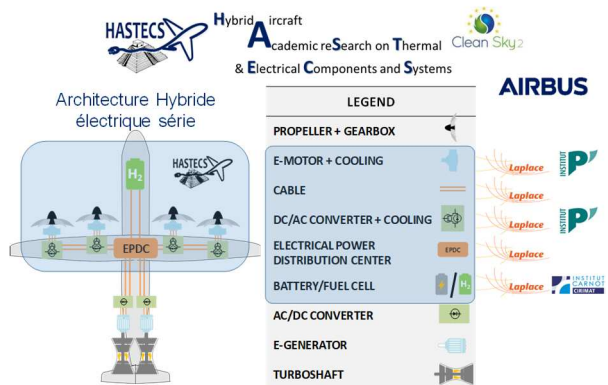


Figure 3.1 : le projet HASTECS

Un premier aspect, étudié par [Tognan 19], a concerné les sources électriques auxiliaires, candidates à l'hybridation, en l'occurrence des batteries au Lithium Ion et des piles à combustibles (ou fuel cells) type PEM Basse Température. L'état de l'art mené dans cette étude montre que, pour la mission de vol de cet avion régional (près de 900 km parcourus), la technologie hydrogène est nettement plus adaptée que les batteries. En effet, pour une pile de rendement 50% et un stockage d'hydrogène liquide à 20°K, dans lequel l'hydrogène pèse 20% du poids total du stockeur, on obtient 3.3 kWh/kg de densité du système de stockage à laquelle il faut ajouter la masse du système stack (~1 kW/kg). En



considérant, pour une mission type, une puissance maximale de 280 kW et une énergie utile sur mission de 160 kWh, on arrive à l'ordre de grandeur de 560 Wh/kg pour l'ensemble du système pile + stockage, nettement supérieur aux meilleures batteries prévues pour les 10 prochaines années. L'étude HASTECS s'est donc focalisée sur le composant hydrogène paraissant plus prometteur.

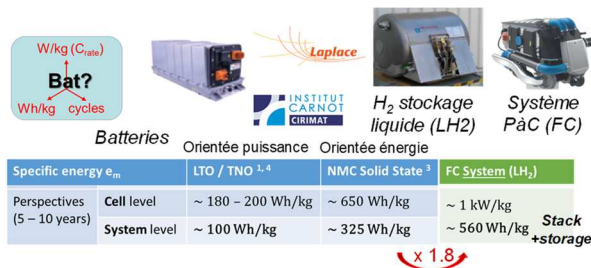


Figure 3.2 : sources électriques auxiliaires

Afin de convertir la puissance, en particulier entre le bus continu très haute tension (uHVDC) et les moteurs électriques, une étude détaillée des meilleures solutions d'intégration en électronique de puissance a été menée dans [Erroui 19]. L'utilisation conjointe d'un bus haute tension (voisin de 2kV), avec son bus barre mécaniquement optimisé, des meilleurs composants électroniques (IGBT 7ème génération) et de stratégies de modulation également optimisées pour diverses structures de conversion multiniveaux, en particulier celles à 3 (NPC 3L) ou 5 niveaux (ANPC 5L), s'est avérée particulièrement efficace en terme de compacité et d'efficacité (rendement de l'ordre de 99%).

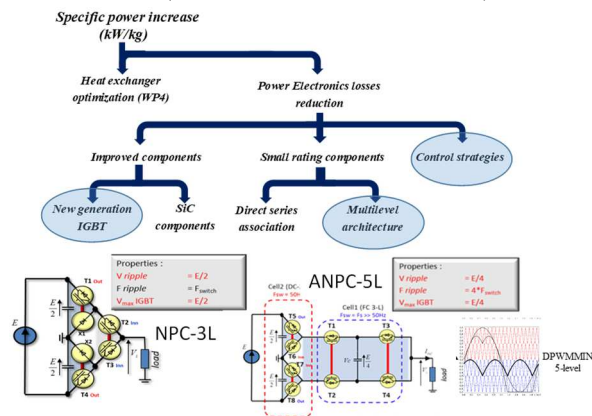


Figure 3.3 : électronique de puissance intégrée

Mais l'optimisation de l'électronique de puissance n'est rien sans un système de refroidissement de très haute performance. C'est le cas des concepts étudiés dans [Accorinti 20], en particulier les systèmes diphasés à pompage capillaire CPLIP (voir Figure 3.4) : à l'issue de ce travail, le dispositif est capable d'extraire 4.5kW/kg de pertes en chaleur !

La quête de l'intégration de puissance se poursuit avec celle des machines électriques. Au cours de sa thèse S. Touhami [Touhami 20] propose des solutions de motorisations synchrones à aimants à structure Halbach. L'optimisation sous contraintes des densités de courant,

des inductions et l'augmentation des vitesses de rotation est une première solution à laquelle s'est ajoutée l'utilisation de fils de Litz twistés et de tôles magnétiques ultra minces pour limiter respectivement les pertes Cuivre hautes fréquences et les pertes fer. Les rendements dépassent 97% selon les cas d'étude.

Evaporator HTC(W/m<sup>2</sup>.°K)

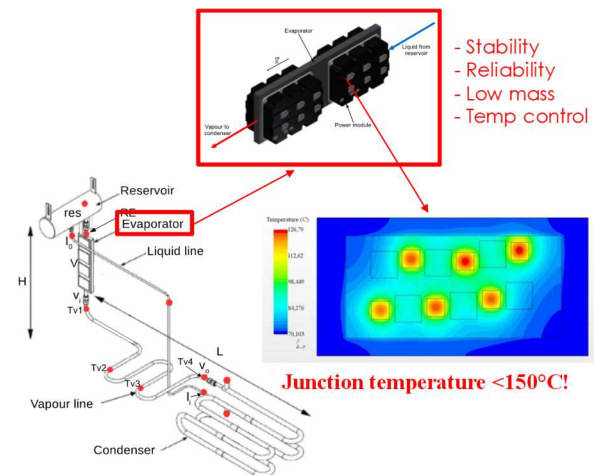
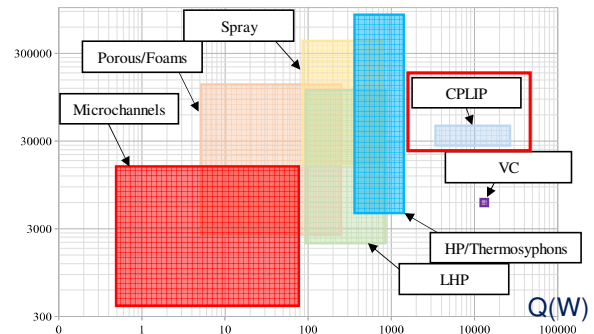


Figure 3.4 : refroidissement électronique de puissance

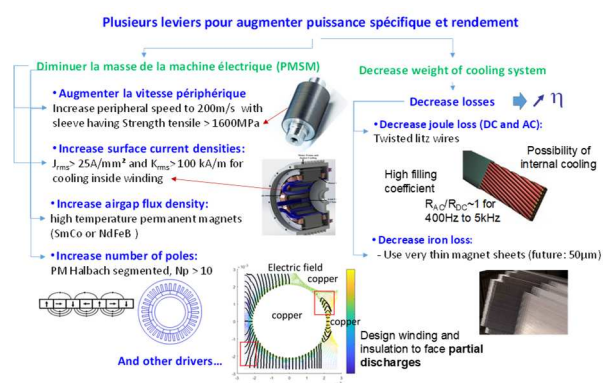


Figure 3.5 : machines électriques fortement intégrées

Comme dans le cas de l'électronique de puissance, l'optimisation de la conversion électromécanique n'est rien sans un système de refroidissement très performant. L'étude menée dans [Zeaiter 20] propose un refroidissement externe à eau glycolée pour le stator et le rotor, exploitant la surface de la nacelle dans laquelle l'actionneur est installé pour extraire les calories. Afin d'atteindre des densités de puissance supérieures à

10 kW/kg (moteur & refroidissement), il a été nécessaire d'ajouter un refroidissement interne aux encoches.

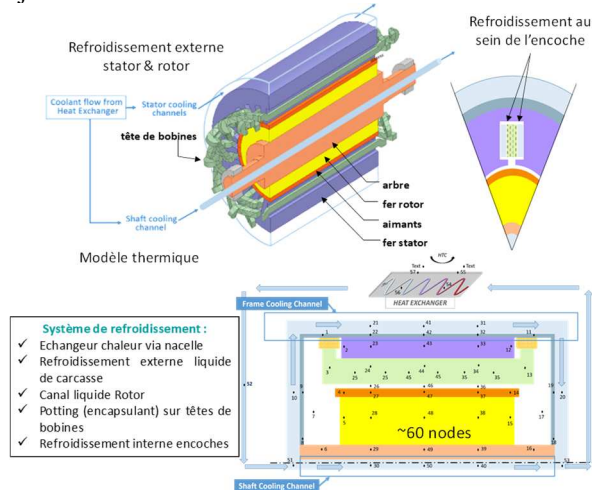


Figure 3.6 : refroidissement moteur interne & externe

L'optimisation en masse d'un moteur intégrant son refroidissement, menée dans [Pettes 21], a conduit aux densités de puissance illustrées sur la figure suivante, dans laquelle la coupe de gauche est obtenue avec un moteur refroidi uniquement en externe tandis que la coupe de droite intègre aussi un refroidissement interne.

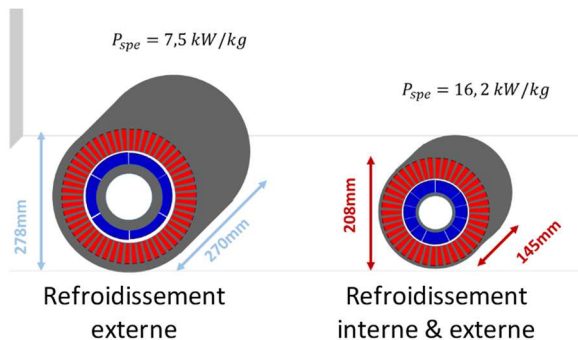


Figure 3.7 : optimisation de la masse moteur

#### IV/ Conception optimale intégrée (MDO) de la chaîne propulsive HASTECS

Dans cette dernière section, nous proposons de focaliser sur la conception de la chaîne de propulsion d'un avion hybride électrique régional vue dans son ensemble. Cette étude, menée dans [Pettes 21], a consisté dans un premier temps à intégrer l'ensemble des modèles développés dans le cadre du projet HASTECS et présentés précédemment. Cette modélisation est complétée par d'autres facettes de la chaîne propulsive, en particulier en amont avec la source principale constituée d'une turbine à gaz et, en aval, avec le réducteur de vitesse (gearbox) et les hélices de propulsion (propeller). Ces derniers modèles sont principalement issus de [Thauvin 18]. Comme illustré sur la figure suivante, le processus de conception intégrée consiste, selon une approche de synthèse dimensionnelle, à partir de la mission de vol (poussée nécessaire) pour remonter l'ensemble des étages de

conversion d'énergie jusqu'aux sources en appliquant un partage de puissance issu de la stratégie de management de l'énergie, ce qui permet au final de synthétiser la masse de la chaîne propulsive et sa consommation :

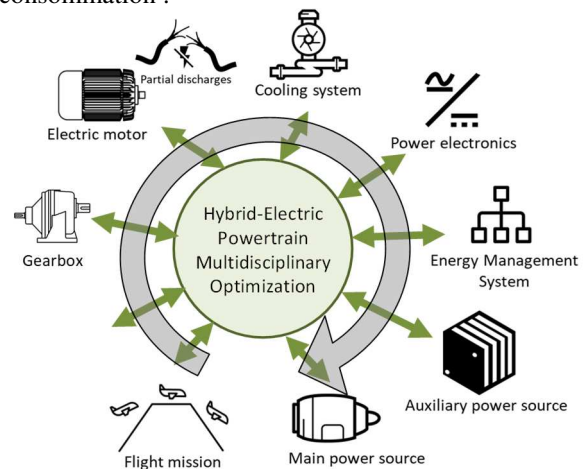


Figure 4.1 : multi facettes pour la MDO de la chaîne propulsive

Les modèles technologiques développés par les experts de chaque entité se doivent d'être simplifiés par l'intégrateur système au travers de diverses approches. Ainsi, le modèle de turbine à gaz est simplifié par une approche de régression paramétrique (cartographie) basée sur un ensemble de données expérimentales. Le modèle de la source thermique exprime ainsi la consommation en kérosène et la masse de la turbine selon la puissance à fournir :

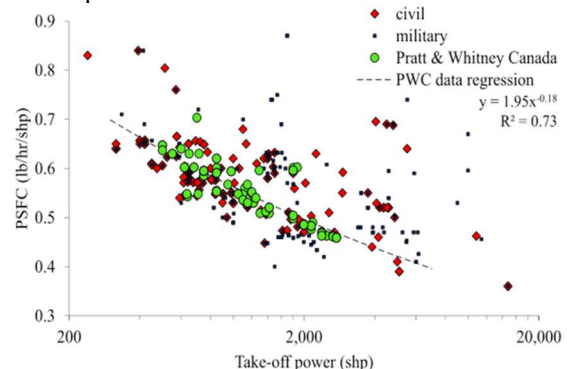


Figure 4.2 : modèle de régression paramétrique pour le calcul de consommation de turbine à gaz

De même, la masse du réducteur de vitesse s'obtient par régression paramétrique selon la puissance convertie et la vitesse de rotation comme illustré Figure 4.3.

La masse totale du dispositif de refroidissement des électroniques de puissance est également estimée [Accorinti 20] par une régression linéaire (voir Figure 4.4), selon les pertes en chaleur à évacuer, pour la technologie présentée Figure 3.4.

Enfin, compte tenu de la présence potentielle de décharges partielles, les contraintes d'isolation électrique dans la machine électrique (en fond d'encoche et entre 2 spires jointives) sont également vérifiées via une régression paramétrique non linéaire issue des travaux de [Collin 20] (voir Figure 4.5).

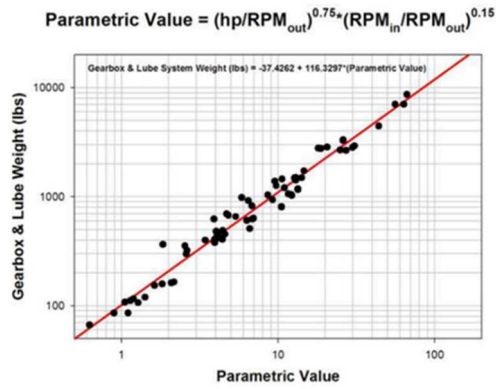


Figure 4.3 : modèle de régression paramétrique pour le calcul de masse du réducteur de vitesse

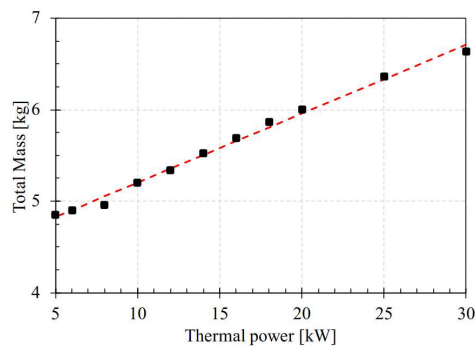


Figure 4.4 : modèle de régression paramétrique pour le calcul de la masse du refroidissement électronique

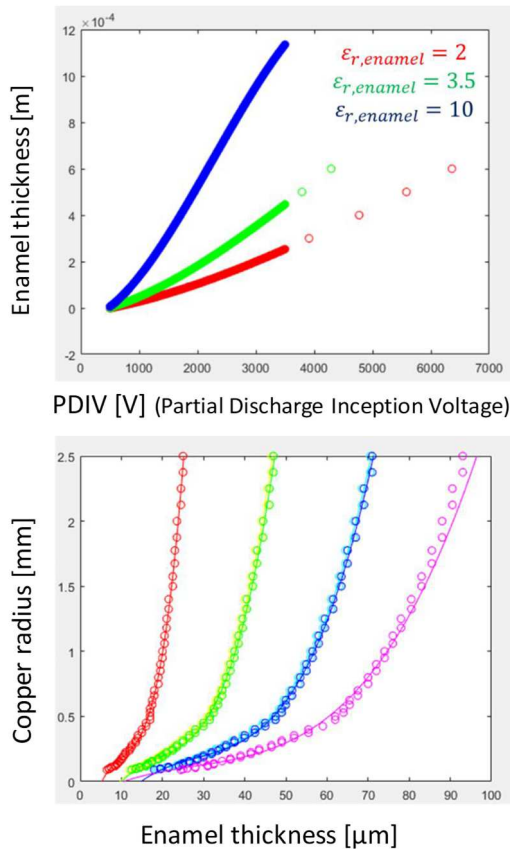


Figure 4.5 : modèle de régression paramétrique pour l'établissement des contraintes de décharges partielles

Les autres entités sont modélisées analytiquement : c'est le cas pour l'électronique de puissance et les moteurs électriques, comme pour la pile à combustible. La Figure 4.6 illustre comment ces différentes facettes sont intégrées à un modèle de l'ensemble de la chaîne propulsive, associant un modèle d'environnement qui, en fonction des paramètres de la mission de vol (vitesse en MACH, altitude), établit les variations de pressions, températures,... nécessaires aux divers modèles de conception et ceci tout au long des phases du vol simulé :

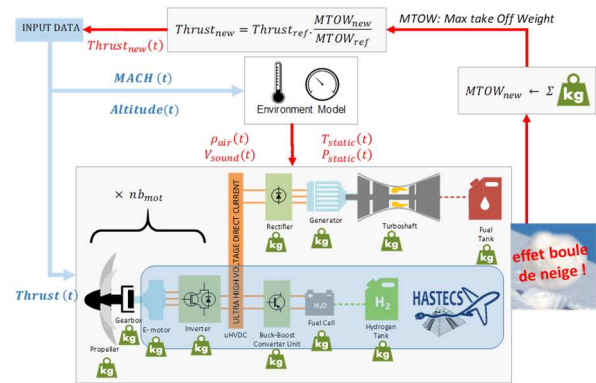


Figure 4.6 : intégration de la chaîne propulsive avec « effet boule de neige »

Finalement, la modélisation de la chaîne recense les masses de chaque élément et propage les puissances nécessaires, de l'aval vers l'amont de la chaîne, en tenant compte des niveaux de pertes (rendements). Un point essentiel, dans le contexte systémique, illustré sur la Figure 4.6 est l'effet « boule de neige » bien connu en aéronautique. En effet, toute variation de masse embarquée au sein de la chaîne de propulsion engendre un ajustement du dimensionnement (donc de la masse) de la structure avion (voilure) qui nécessite un ajustement du carburant transporté, lui-même synonyme de variation de masse. Au final, il est impératif, pour tout ajustement d'une dimension, de calculer la masse globale au décollage (MTOW : Max TakeOff Weight) qui conditionne la mécanique de vol. Dans cette étude, comme indiqué dans la précédente illustration, nous avons simplifié le problème en linéarisant la relation entre variations globales de masse et poussée que l'aéronef doit fournir. En d'autres termes, au cours de la convergence du processus de conception par optimisation, toute variation de dimension (variation de masse locale) engendre une variation de la mission de vol à satisfaire en termes de poussée ( $THRUST_{new}$ ). Cette linéarisation masse (MTOW) vs poussée permet de découpler le processus de conception de la chaîne propulsive vis-à-vis du design de la structure et de l'aérodynamique : cette approche a été validée (pour un segment de masse limité), par comparaison entre ce modèle linéaire et des modèles aérodynamiques complets [Thauvin 18].

Après la définition de la suite de modèles réduits, permettant l'intégration de la chaîne propulsive, il est nécessaire de formuler le problème de conception par optimisation. Au niveau conception globale, trois problèmes d'optimisation ont été formulés :

- 1) Optimisation locale de la masse moteur : afin d'établir un point de référence, nous avons tout d'abord formulé un problème d'optimisation locale, visant à minimiser uniquement la masse des moteurs électriques. A partir des dimensions moteur, les dimensions de l'ensemble de la chaîne sont ajustées ;
- 2) Optimisation de la masse globale de la chaîne propulsive (powertrain) ;
- 3) Optimisation de la consommation en kérosène :

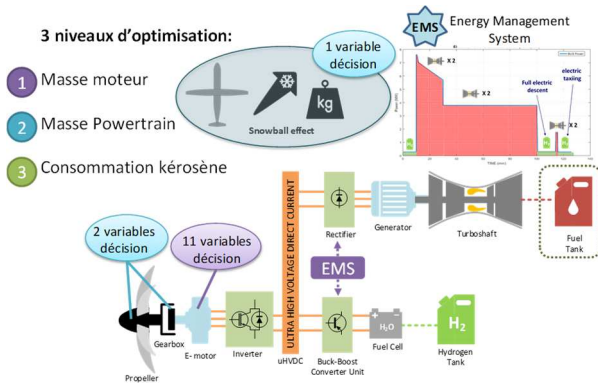


Figure 4.7 : formulation des 3 problèmes d'optimisation de la chaîne

Dans la comparaison suivante, issue de ces trois formulations du problème d'optimisation, la stratégie de management de l'énergie est établie *a priori* : elle consiste simplement à partager la mission entre des séquences tout électrique (taxi et descente) et des phases tout thermique (montée, croisière, atterrissage) :

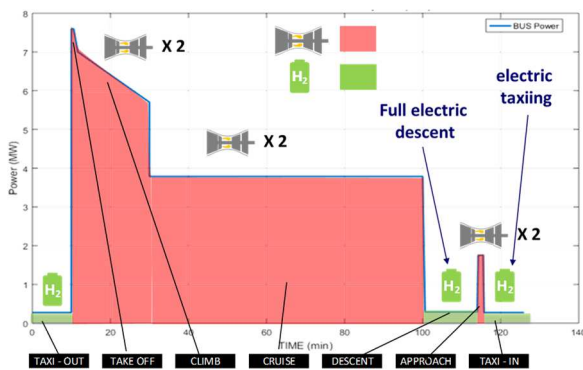


Figure 4.8 : Management de l'énergie fixé *a priori*

14 variables de décision, relatives aux hélices de propulsion, au réducteur de vitesse, à la machine et à la tension d'alimentation ( $V_{uHVDC}$ ) permettent la résolution de ces trois problèmes d'optimisation, auxquelles il faut ajouter plus de 15 contraintes de faisabilité liées à la machine et son refroidissement, aux décharges partielles et à l'association moteur - électronique de puissance. Une métaheuristique, type algorithme évolutionnaire ("clearing"), permet de résoudre ces problèmes en 7 jours sur un ordinateur PC de performances actualisées. A noter que la problématique de l'effet boule de neige, nécessitant un ajustement de la poussée selon la masse embarquée au gré de la convergence du processus d'optimisation, est résolue en ajoutant une variable de décision supplémentaire  $R_{Thrust}$  et 1 équation de contrainte additionnelle :  $R_{Thrust} \geq \frac{MTOW_{ref}}{MTOW_{new}}$

Decision Variables	Name of variables	Lower bound	Upper bound
$R_{Thrust}$	Thrust ratio due to snowball effect	1	1.26
$D_{prop_{siz}}$ [m]	Propeller diameter	2	5
$R_{g_{box}}$ [-]	Gearbox ratio	1	20
$V_{uHVDC}$ [V]	Ultra-high direct current voltage	540	2040
$R_{alesage}$ [m]	Inner radius of the stator	0.05	0.25
$R_{drot_{lm}}$ [%]	Ratio between rotor diameter and active length	50	125
$R_{hs_{ral}}$ [%]	Ratio between stator slot and inner radius	10	150
$R_{g_{ral}}$ [%]	Ratio between the air gap thickness and the inner radius of the stator	1	10
$R_{pm_{ral}}$ [%]	Ratio between the magnet thickness and the inner radius of the stator	5	50
$B_{yoke_{max}}$ [T]	Maximum yoke flux density	1	1.53
$B_{teeth_{max}}$ [T]	Maximum teeth flux density	1	1.53
$N_{ce}$ [-]	Number of conductors per slot	1	4
$n_{ep}$ [-]	Number of slots per poles and per phases	1	3
$p$ [-]	Number of pole pairs	1	7

Table 4.1 : variables de décision et bornes d'évolution

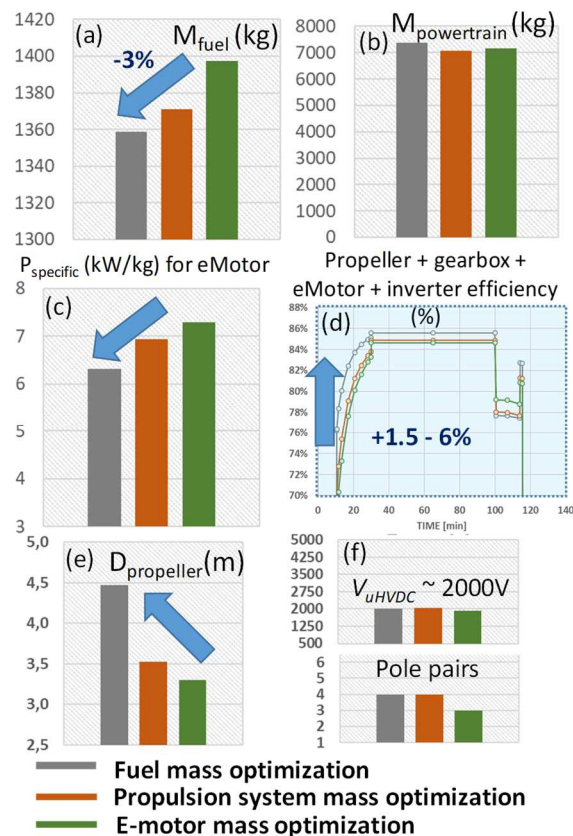


Figure 4.9 : résultats d'optimisation système

Comparativement à l'optimisation locale de la masse moteur, l'optimisation de la consommation de kérosène offre une amélioration de 3% (voir Figure 4.9a), bien que la masse globale du système de propulsion soit très légèrement plus grande avec l'optimisation en consommation kérosène (voir figure 4.9b). La puissance spécifique du moteur seul est logiquement minimale, dans le cas de l'optimisation locale du moteur seul (voir Figure 4.9c). En contrepartie, on constate sur la figure 4.9d que le rendement de la chaîne propulsive est

amélioré de 1.5 à 6% entre optimisation locale et optimisation globale en consommation kérosène : c'est bien cet effet de compensation sur l'efficacité qui permet le gain en fuel, du fait de la diminution de la demande de puissance tirée des sources. Ces effets de compromis masse – efficacité se comprennent d'autant mieux sur la figure 4.9.e, montrant que le diamètre d'hélice est significativement surdimensionné pour l'optimisation globale en fuel : malgré le surplus occasionné en masse, ce surdimensionnement d'hélice offre en effet un gain substantiel en rendement aérodynamique qui compense largement le surcôt pondéral local. C'est un exemple typique « d'émergence en systémique » dans lequel un surdimensionnement, *a priori* problématique localement, a des vertus bénéfiques globales. Enfin, l'optimisation système, couplant un ensemble de domaines (électronique de puissance, machine et refroidissement, décharges partielles...), conduit à une tension de bus optimale autour de 2 kV qui semble le meilleur compromis dans ce cas d'étude.

Un autre aspect de l'optimisation de la chaîne propulsive concerne l'influence du management de l'énergie. Dans l'analyse suivante, nous comparons la gestion simple, établie a priori (voir figure 4.8), avec une gestion optimisée en même temps que le dimensionnement de la chaîne propulsive. Ceci revient à positionner les rapports d'hybridation  $HR = \frac{P_{elec}}{P_{source}}$  comme variables de décision supplémentaire ajoutées dans l'optimisation.

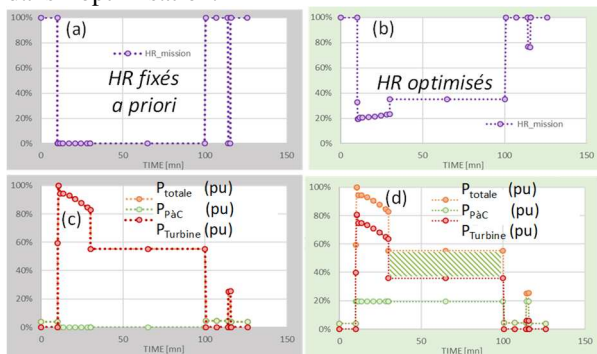


Figure 4.10 : optimisation du management de l'énergie

Résultant de cette analyse comparative sur les effets de la stratégie de gestion, la décomposition des masses du système propulsif révèle que la consommation en kérosène peut être réduite de ~15% en optimisant la stratégie de gestion sur l'ensemble de la mission. Mais il faut noter que le sous-système constitué d'une pile à combustible et de ses auxiliaires (système pile à combustible) ainsi que du stockage hydrogène sous forme liquide est largement surdimensionné avec la stratégie de gestion (EMS) optimisée, menant à une augmentation nette (~+20%) de la masse du système de propulsion. Cette augmentation de masse est principalement due à l'augmentation de la masse du sous-système pile ('fuel cell sys').

Au final, les performances des chaînes hybrides électriques optimisées peuvent être représentées dans le plan consommation kérosène vs masse totale au décollage (MTOW) en référence à l'optimisation d'un avion tout thermique de taille et mission identique.

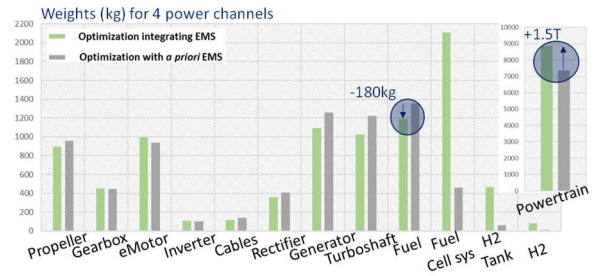


Figure 4.11 : répartition des masses selon l'EMS

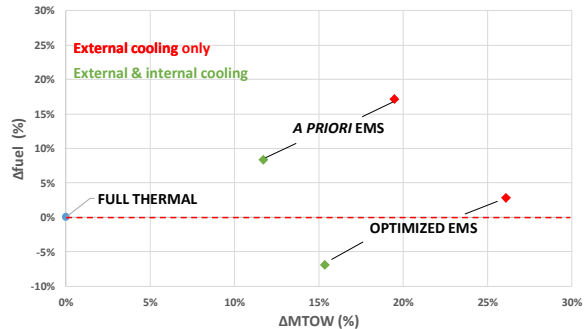


Figure 4.12 : performance des chaînes hybrides en référence à un avion tout thermique optimisé

## V/ Conclusion et perspective vers l'avion électrique à hydrogène

Comme c'était le cas de l'étude [Thauvin 19], résumée à la section II.3, l'analyse précédente montre que la chaîne de propulsion hybride électrique est significativement alourdie par rapport à un avion thermique optimisé, ce qui limite les gains en consommation en raison des « fameux effets boule de neige » ! Seul, le cas où l'on ajoute un refroidissement interne au moteur électrique, cumulé au fait que l'on optimise le management énergétique en surdimensionnant le sous-système pile à combustible, présente un bilan de consommation positif par rapport à la référence tout thermique. Mais il faut souligner le fait que nous focalisons ici uniquement sur les gains à caractère énergétique auxquels s'ajoutent les gains aérodynamiques potentiels non comptabilisés dans ce comparatif ! Ces gains aérodynamiques (illustrés en sous-section II.1) sont potentiellement offerts par les capacités de propulsion répartie (voilure soufflée, poussée différentielle, wingtip propellers) que confère l'électrification des chaînes propulsives avec la propulsion distribuée.

Mais, comme nous l'avons montré dans cet article et comme diverses études le prouvent ces gains, s'ils sont définitivement avérés, restent limités avec des avions certes plus vertueux mais qui continueraient à émettre des gaz à effet de serre. Dans ce contexte, il paraît aujourd'hui opportun de se focaliser vers la « véritable rupture » que constitue l'avion zéro émission. A l'instar des récentes annonces d'Airbus, le vecteur hydrogène (à combustion d'hydrogène dans des moteurs dédiés ou à hydrogène converti dans des piles à combustibles : chaîne tout électrique) paraît le mieux armé

(comparativement aux batteries) dans le secteur aérien, du vol régional au moyen long courrier. Certaines études [Nasa 19] se sont ainsi focalisées sur le stockage d'énergie par hydrogène liquide. Ce stockage cryogénique autour 20°K pourrait-il avantageusement être couplé à une chaîne en tout ou partie supraconductrice (technologies hautes températures, HTS) ?

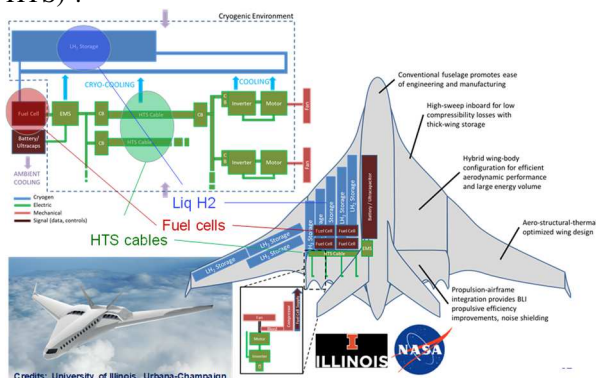


Figure 5.1 : un futur vers des chaînes à hydrogène liquide et technologies supraconductrices ?

Dans un but exploratoire, nous avons appliqué la démarche MDO précédente au cas d'une chaîne de propulsion tout hydrogène quadrimoteur. Cela consiste en une architecture (architecture série « type HASTECS ») à 4 POD identiques, adaptée à l'avion régional et intégrant la suite de modèles présentée en sections III et IV. Dans les mêmes conditions de mission et d'environnement, l'optimisation a été lancée pour 2 niveaux d'hypothèses cibles, dites à « 2025 » puis « 2035 ». Ces cibles sont relatives à la densité de puissance du système pile à combustible (respectivement 1 et 1.3 kW/kg), intégrant tous les auxiliaires hormis l'échangeur de chaleur primaire, ainsi qu'à des hypothèses sur le ratio de masse d'hydrogène dans le réservoir de stockage (respectivement 20 et 25%) :

	2025 target	2035 target
Fuel cell – Liquid H2		
Specific power (FC + BoP*)	1 kW/kg	1,3 kW/kg
LH2 Compactness	20%	25%

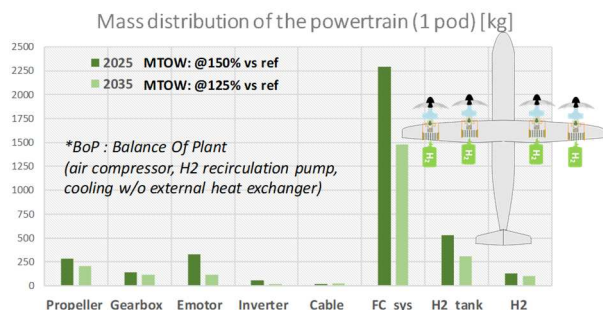


Figure 5.2 : étude exploratoire d'un avion tout hydrogène à 4 PODs (hypothèses et modèles 'HASTECS')

Dans les 2 cas, et comme c'était prévisible à l'instar de l'avion hybride électrique, la masse de la chaîne de propulsion complète est significativement augmentée par rapport à un avion tout thermique optimisé, menant

à une augmentation globale sur la masse au décollage, respectivement de 50 et 25% selon les hypothèses sur le système de génération et stockage. Cette augmentation de masse est principalement due à la masse du système pile avec son management thermique, vu ici de façon ultra simplifiée.

*On constate donc qu'un avion hydrogène « devrait être » significativement plus lourd, le prix d'un résultat zéro émission si l'hydrogène est produit de façon écologique par énergies vertes !*

## VI/Références

[Akli 08] R. C. Akli, "Conception systémique d'une locomotive hybride autonome. Application à la locomotive hybride de démonstration et d'investigations en énergétique LHyDIE développée par la SNCF, thèse de Toulouse INP, 2008.

[Accorinti 20] F. Accorinti, "Two-phase power electronics cooling solution design in air context answer to the objectives of the hybrid aircraft 2035, Thèse de l'Ecole Nationale Supérieure de Mécanique et d'Aérotechnique (ENSMA), 2020

[Berger 20] Roland Berger, "Electric propulsion is finally on the map [Accessed: 18-Mar-2020].

<https://www.rolandberger.com/fr/Point-of-View/Electric-propulsion-is-finally-on-the-map.html>.

[Collin 20] P. Collin, "Design, taking into account the partial discharges phenomena, of the electrical insulation system (eis) of high power electrical motors for hybrid electric propulsion of future regional aircrafts," thèse de Toulouse INP, 2020.

[Dillinger 18] E. Dillinger et al., "Handling qualities of ONERA's small business concept plane with distributed propulsion," in ICAS 2018, 2018, p. 10.

[Erroui 19] N. Erroui, "Chaîne de conversion forte puissance pour la propulsion aéronautique hybride," thèse de Toulouse INP, 2019.

[Hermetz 16] J. Hermetz, M. Ridet, and C. Doll, "Distributed electric propulsion for small business aircraft a concept-plane for key-technologies investigations," in ICAS 2016, 2016, p. 11.

[Nasa 19] Nasa funds aviation research on a new fuel concept: <https://grainger.illinois.edu/news/30918>,

[Pettes 21] M Pettes, Integrated optimal design of a hybrid-electric aircraft powertrain, thèse de Toulouse INP, 2020.

[Prigent 15] S. Prigent, Approche novatrice pour la conception et l'exploitation d'avions écologiques, Thèse Université de Toulouse, ISAE, 2015.

[Thauvin 18] J. Thauvin, "Exploration de l'espace de conception d'un avion régional hybride par optimisation multidisciplinaire", thèse de Toulouse INP, 2018.

[Tognan 19] M. Tognan, "Preliminary delivery Battery & Fuel Cell metamodels; 'HASTECS M6.1' Technical report", LAPLACE & CIRIMAT Labs, 2019.

[Touhami 20] S. Touhami, "Analytical Sizing Models to Assess the Performances of High Specific Power Electric Motors for Hybrid Aircraft," thèse de Toulouse INP, 2020.

[Zeaiter 20] A. Zeaiter, "Thermal modeling and cooling of electric motors application to the propulsion of hybrid

aircraft,” Thèse de l'Ecole Nationale Supérieure de Mécanique et d'Aérotechnique (ENSMA), 2020.

**Remerciements :**

*The HASTECS project has received funding from the [European Union's Horizon 2020 (cleansky 2 JTI) research and innovation program, 2014-2024] under grant agreement No 715483*

*Merci à Marc Budinger (ICA INSA Toulouse) et J. Thauvin (Airbus) pour leur contribution sur l'approche MDO présentée à la section II.3.*

*De plus, la synthèse des points clés et résultats majeurs du projet H2020 HASTECS sont le fruit d'une collaboration étroite entre les chercheurs de l'institut Pprime à Poitiers (Y. Bertin, V. Ayel, M. Fenot, E. Videcoq) et leurs doctorants (A. Zeaiter et F. Accorinti), du Cirimat (P. Simon) et du LAPLACE (Y. Lefevre, JF. Llibre, G. Gateau, N. Roux, D. Malec, JP. Cambronner, S. Dutour, M. Miscevic) sans oublier leurs doctorants et post doctorants (S. Touhami, N. Erroui, P. Collin, M. Banda, M. Tognan) !*

## **NOUVELLES BRIQUES TECHNOLOGIQUES POUR L'AMELIORATION DE LA FIABILITE DES FUTURS SYSTEMES DE CONVERSION D'ENERGIE POUR L'AVIONS PLUS ELECTRIQUES (MEA) ET LA PROPULSION PLUS ELECTRIQUE (MEP)**

BERTRAND REVOL, YANN FEFERMANN, STEPHANE AZZOPARDI, TONI YOUSSEF, JEAN SYLVIO NGOUA TEU, CYRILLE GAUTIER, RABIH KHAZAKA, SARA ROGGIA.

SAFRAN TECH, pôle E&E

[nom.prénom@safrangroup.com](mailto:nom.prénom@safrangroup.com)

Adresse : rue des jeunes bois – Châteaufort, CS 80112, 78772 Magny-les-Hameaux

**Résumé :** Cet article donne un aperçu général des principales briques technologiques proposées pour les convertisseurs de puissance intégrant des composants semi-conducteurs à grand gap (WBG : Wide Band Gap) pour faire face aux défis dans le domaine aérospatial récemment introduits par les concepts d'avions plus électriques (MEA) et de propulsion plus électrique (MEP). L'intégration de plus d'énergie électrique dans les systèmes aéronautiques représente un changement clé dans le développement des futurs avions. Dans ces quelques pages, une compréhension transversale des limites et des améliorations technologiques actuelles est offerte. Cette étude vise à fournir une image réelle de l'état de l'art des technologies déjà disponibles qui peuvent être mis en œuvre dans les futures architectures aérospatiales ainsi qu'à donner de nouvelles perspectives pour étendre davantage les limites actuelles. Les technologies de pointe récentes sont répertoriées ainsi que les mesures de sécurité qui doivent être prises en compte lors de l'intégration de ces nouveaux composants.

### **I/ Introduction**

L'industrie aéronautique s'est engagée à réduire les émissions de gaz (CO<sub>2</sub>, NO<sub>x</sub>), le bruit et les frais de déplacement, comme en témoignent les investissements croissants dans les avions électriques et les systèmes de propulsion légers. L'objectif est d'apporter les mêmes avantages que les voitures électriques au transport aérien. L'idée derrière la technologie MEA est de remplacer les accessoires du moteur à entraînement mécanique (pompe à huile, pompe à carburant, pompe hydraulique, etc.) et les systèmes pneumatiques et hydrauliques par des versions à entraînement électrique. D'autre part, le concept MEP consiste à mettre en œuvre des générateurs électriques pour assister les turbines à gaz lors de certaines phases critiques. La figure 1 présente la feuille de route de SAFRAN sur le développement croissant des MEA et MEP est fournie [1].

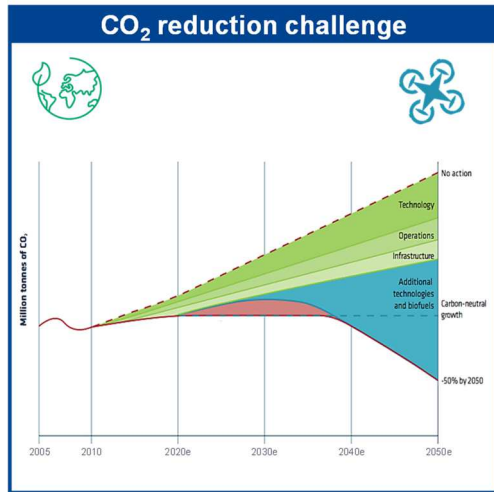
Les études menées par le groupe SAFRAN indiquent que l'hybridation électrique ne semble à ce jour compétitive que pour des aéronefs de faibles charges marchandes et pour des vols de courtes distances. Ainsi les e-VTOL (Vertical Take-Off and Landing) d'abord utilisés pour des applications logistiques et cargo, puis pour du taxi aérien, semblent être la première application viable tant techniquement qu'économiquement. Les avions régionaux de petites

tailles (d'abord pour transporter entre 10 et 20 passagers) pourront également émerger, profitant des avantages de l'hybridation, et plus tard des avions de plus grandes tailles (40 passagers et plus).

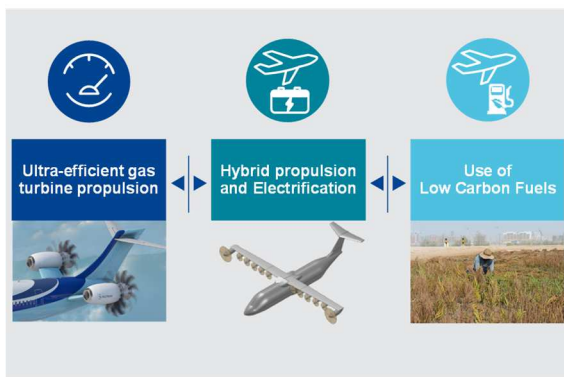
A moyen terme, sur des avions commerciaux court/moyen-courrier seule l'assistance électrique du moteur thermique dans des phases de vol bien spécifiques permet d'offrir des gains.

Ainsi, pour le futur, Safran met en avant la conjugaison de l'hybridation de la propulsion avec le développement de moteurs thermiques ultra efficaces et l'utilisation de bio-carburants. Cette stratégie doit permettre de satisfaire les besoins de nos clients et répondre aux attentes environnementales qui sont rappelées sur la figure suivante. Précisons que l'objectif très ambitieux de l'IATA vise une réduction de 50% par rapport à 2005 des émissions « carbone » du domaine aéronautique d'ici 2050.





a)



b)

Fig. 1 : Objectifs de réduction en CO<sub>2</sub> a) et positionnement du groupe Safran pour y contribuer b).

L'introduction sur le marché des semi-conducteurs de puissance WBG haute température de jonction (supérieure à 200 °C) accélère considérablement la tendance vers des applications à température ambiante sévère pour l'électronique de puissance avec des spécifications de densité de puissance élevée. Une telle évolution aura un grand impact dans le domaine aérospatial, en particulier dans les contextes MEA et MEP [2]. En effet, elle peut permettre de réduire la masse et le volume des systèmes électroniques de puissance et peut favoriser leur intégration dans un environnement sévère prévu à l'intérieur de la nacelle de la turbine à gaz. Par conséquent, cela conduira à une réduction significative des coûts de mise en œuvre.

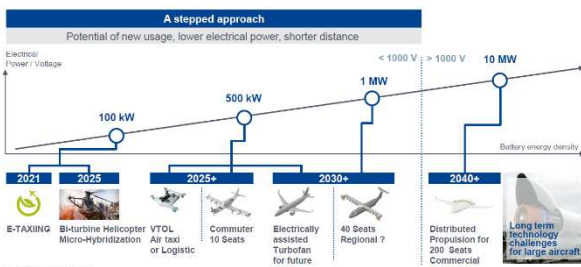


Fig. 2 : Feuille de route SAFRAN vers l'énergie électrique et la propulsion hybrides [1]

Cet article fournit un aperçu des principales briques technologiques au niveau des convertisseurs et des modules électroniques de puissance WBG qui peuvent être utilisés dans les convertisseurs pour les applications aéronautiques.

## II/ Hybridation

Avant de développer des aspects purement technologiques, il est important d'introduire la notion hybridation. L'électrification totale ou partielle de la propulsion permet d'envisager des bénéfices significatifs tels que :

- l'optimisation des performances et notamment la réduction des émissions de CO<sub>2</sub> ;
- la fiabilisation de l'exploitation ;
- le développement de nouveaux marchés.

L'hybridation proprement dite consistera à développer des systèmes combinant des moteurs thermiques et électriques, intervenant directement dans la sustentation et la propulsion de l'aéronef.

Certains aéronefs utiliseront des technologies de micro-hybridation combinant des moteurs thermiques actuels avec des petits moteurs électriques intelligents – à l'image du système « start & stop » pour des applications hélicoptères biturbines.

Enfin, le stade ultime sera la propulsion 100 % électrique, de laquelle disparaît totalement le moteur thermique au profit d'une source d'énergie primaire purement électrique.

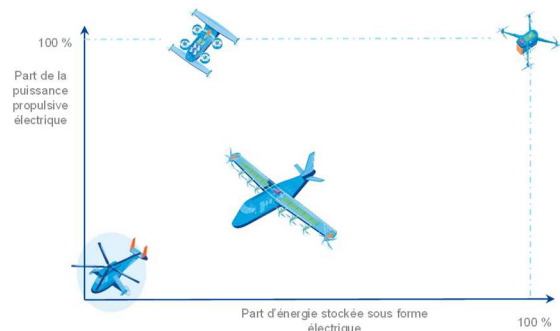


Fig 3 : Type d'aéronefs en fonction de la part en énergie électrique stockée et de la part en puissance électrique propulsive.

Les enjeux de l'hybridation propulsive sont multiples, de nature environnementale bien sûr, mais ils peuvent aussi être sociétaux, économiques et réglementaires. Bien qu'indissociables des précédents, les enjeux techniques et les problématiques qu'ils soulèvent peuvent se définir selon 3 axes :

- les enjeux architecturaux du réseau électrique ;
- les enjeux d'installation et d'intégration ;
- les enjeux technologiques.

Il est important de préciser que l'élévation de la tension qui accompagne la propulsion électrique est un enjeu transverse et essentiel à cette thématique, tant technique que réglementaire. La question de la

certification d'un ensemble propulsif hybride est également posée.

Prenons l'exemple des problématiques techniques de l'hybridation liées à l'architecture du réseau électrique.

### Quelle architecture pour quelle hybridation ?

La solution architecturale et la proposition optimale dépendront de l'application et des cas d'usage. Ainsi pour les applications suivantes, les solutions architecturales potentielles seraient :

- pour le drone logistique cargo : la propulsion pourrait être 100% électrique l'énergie étant fournie uniquement par des batteries.
- pour le taxi aérien à décollage et atterrissage vertical (VTOL), une architecture hybride série pourrait être retenue, la fourniture de la puissance électrique étant assurée en associant de façon optimale un turbogénérateur (une turbine à gaz couplée à un générateur électrique) et une batterie. Comme précédemment des e-propellers seraient actionnés par des moteurs électriques, assurant les fonctions de sustentation, de propulsion et de commandes de vol.
- pour la navette de proximité (avion entre 10 et 20 places) : la solution retenue pourrait être une solution de propulsion hybride combinée série/parallèle tirant profit d'une distribution de la propulsion sur l'avion afin de proposer une configuration aéro-propulsive optimisée. Cette architecture combine une propulsion classique et une propulsion électrique. Le fonctionnement peut dépendre de la phase de vol et de la nécessité d'apporter un regain de puissance à la partie thermique grâce à l'électrique.
- pour l'avion court/moyen-courrier, la part électrique permettrait d'assister le turboFAN sur certaines phases de vol afin d'en optimiser le dimensionnement (par exemple en diminuant certaines marges au pompage) et afin de mieux gérer les ralentis (par exemple durant la descente).

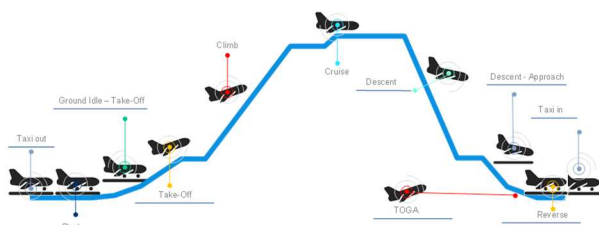


Fig. 4 Les différentes phases de vol d'un aéronef à décollage et atterrissage conventionnels (CTOL)

## III/ Exigences aérospatiales et contraintes environnementales

### III.1/Tensions embarquées

En raison d'une consommation électrique croissante enregistrée dans les avions récents (ex : B787, A350X), les tensions des réseaux électriques ont évolué à passer à 230VAC à fréquence variable, ou à 540VDC pour des tensions locales. Le développement des aéronefs tout électriques à décollage et atterrissage verticaux (VTOL) ou VTOL hybride-électrique conduira certainement à l'utilisation de bus continus avec un niveau de tension compris entre 400V et 1000V, comme dans le domaine automobile. À long terme, les limites de tension seront repoussées jusqu'à 3 kV, comme dans le cas de la propulsion hybride des avions, où des besoins en énergie électrique plus élevés nécessitent l'introduction d'une tension de bus beaucoup plus importante.

Pour la propulsion hybride des avions [3], des convertisseurs électroniques de forte puissance pourraient être installés à proximité des moteurs ou des machines électriques, dans des zones non pressurisées avec des contraintes environnementales strictes et dans un espace limité. La fiabilité de tels convertisseurs électroniques haute tension et forte puissance est un enjeu majeur pour la conception de l'architecture et un réel défi de conception. En effet, lorsque l'altitude augmente, la loi de Paschen décrivant la tension à partir de laquelle un arc électrique apparaît en fonction de la pression montre indirectement que des décharges partielles se produisent à de faibles niveaux de champ électrique dans les matériaux isolants en altitude. Ce phénomène physique est reconnu comme l'un des problèmes clés.

### III.2/Contraintes

L'intégration de l'électronique de puissance dans les architectures MEA et MEP nécessite des améliorations significatives dans trois domaines spécifiques majeurs, comme illustré dans la Fig. 5.

Comme mentionné dans la section précédente, une attention particulière doit être accordée aux environnements à basse pression, pour les systèmes MEA et MEP. De plus, avec l'augmentation des niveaux de tension, la variation de température a également un impact direct sur les composants électroniques de puissance. Par exemple, l'auto-échauffement généré à l'intérieur des dispositifs à semi-conducteurs de puissance entraîne des effets de cycle de puissance. Le cyclage de puissance auto-induit combiné au cyclage passif dû à la variation de température génèrent une fatigue thermique à l'intérieur des assemblages de puissance. Ceci est principalement attribué aux différents coefficients de dilatation thermique des matériaux utilisés.

L'humidité et les vibrations contribuent à accélérer le processus de dégradation des composants de puissance. Les hautes températures (supérieures à 200°C à proximité de la turbomachine) ainsi que les très grands

cyclages thermiques (-60°C jusqu'à 200°C) restent des contraintes majeures pour les dispositifs électroniques. Au regard de la technologie actuelle, les améliorations obtenues pour les condensateurs, les boîtiers, les busbar, les connecteurs sont encore loin des performances visées.

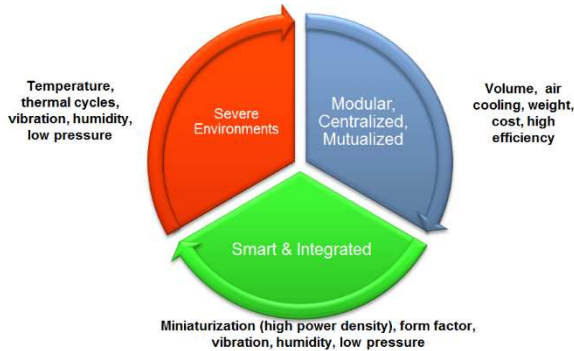


Fig. 5 : Principaux challenges adressés par les MEA et MEP

La réduction du volume et de la masse représentent l'une des exigences les plus importantes dans le domaine aérospatial. Les semi-conducteurs de puissance WBG permettent théoriquement d'augmenter la fréquence de commutation de fonctionnement des convertisseurs de puissance et, par conséquent, de réduire la taille et le poids des composants passifs (inductances, transformateurs, condensateurs) principalement utilisés à des fins de filtrage (i.e. découplage, interférences électromagnétiques (EMI)).

A cet effet, des convertisseurs de puissance modulaires peuvent être conçus pour augmenter leur disponibilité pendant les phases d'exploitation, améliorer la redondance du système et réduire le poids total si une approche de partage est adoptée. En effet, un seul convertisseur peut être utilisé pour plusieurs charges et il peut y être connecté dans un ordre pré-établi. Cela éviterait l'utilisation d'un convertisseur de puissance pour chaque charge.

## IV/Briques technologiques au niveau des convertisseurs de puissance et des dispositifs passifs

### IV.1/ Convertisseurs dans les applications embarquées

Un exemple de la façon dont les convertisseurs de puissance d'un MEA peuvent assurer les fonctions désirées est illustré sur la Fig. 6. L'augmentation de la demande de puissance électrique générée nécessitera une électronique de puissance [4] avec de meilleures performances. Le bus conventionnel continu haute tension est généré à partir de la turbine à gaz couplée à un générateur puis à un redresseur commandé (Fig. 6). Ainsi, la source HVDC est utilisée à travers différents

convertisseurs pour alimenter plusieurs charges électriques. Habituellement, la plupart de ces charges fonctionnent sous une basse tension continue (LVDC) dont la tension nominale est de 28 V. Cependant, la tendance est également à l'augmentation du nombre de charges HVDC.

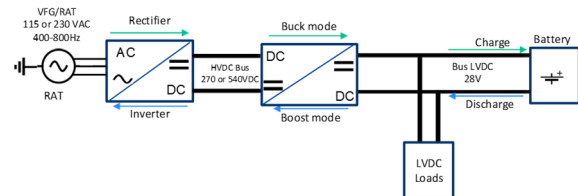


Fig. 6 : Exemple de distribution de puissance dans un MEA

Les convertisseurs réalisés à des fins de distribution fonctionnent généralement dans des environnements sous haute pression avec une température contrôlée. Si la température n'est pas surveillée, un déclassement important doit être appliqué sur la tension de claquage. La limite de température basse doit également être augmentée afin de garantir un temps moyen entre pannes (MTBF) minimum du convertisseur. Les nouvelles topologies de composants, en particulier les technologies WBG, semblent très prometteuses pour surmonter ce genre de problèmes.

Les technologies en SiC ou GaN ont fait l'objet d'études approfondies ces derniers temps, grâce à leur possibilité d'être facilement intégrés tout en ayant des performances en commutation élevées.

### IV.2/ Topologies de convertisseurs

L'objectif principal des améliorations des convertisseurs électroniques de puissance est d'atteindre des puissances spécifiques ou densités massiques de puissance ( $W \cdot kg^{-1}$ ) les plus élevées possible. Généralement, dans la distribution de puissance MEA, le convertisseur non isolé peut être facilement intégré grâce à l'impact limité des composants magnétiques. En règle générale, un onduleur à module électronique de puissance (PEM) [5] ou un convertisseur abaisseur/boost avec un système de refroidissement par air peut atteindre jusqu'à 10 kW/kg. En comparaison, les convertisseurs DC-DC isolés avec refroidissement par air et eau sont limités à 2 kW/kg [6-8]. Ces limites sont également dues à l'utilisation de la technologie Silicium.

Les développements actuels ont montré la possibilité de pousser plus loin l'intégration des convertisseurs de puissance grâce à la mise en œuvre de transistors SiC et GaN. Ces composants peuvent fonctionner à haute fréquence (HF) (jusqu'à quelques MHz) avec de bonnes performances. Ce fonctionnement en haute fréquence permet également d'utiliser des composants magnétiques intégrés [9, 10]. Les dispositifs semi-conducteurs de puissance GaN actuels présents sur le marché peuvent être utilisés dans un MEA pour des applications à puissance limitée lorsque des topologies de convertisseur de puissance (ex : onduleur à deux

niveaux) sont adoptées. En cas de puissance plus élevée et de tension non conventionnelle, ils ne peuvent être utilisés qu'avec des configurations à plusieurs niveaux.

Pour les onduleurs haute tension, ou redresseurs contrôlés, il existe plusieurs possibilités pour réaliser la conversion de puissance :

- Topologie simple (deux niveaux) : tension continue conventionnelle avec modules de puissance à très forts courants avec une mise en parallèle des composants semi-conducteurs à l'intérieur du module. Dans cette solution, la fiabilité du convertisseur repose sur la fiabilité du module.

- Convertisseur parallèle conventionnel à plusieurs niveaux de tension continue. Plusieurs bras d'onduleur à deux niveaux sont mis en parallèle grâce à un couplage magnétique (onduleurs multiniveaux parallèles). Les contraintes sur les modules de puissance sont moindres. Les convertisseurs doivent rester fonctionnels même en cas de perte d'une cellule de commutation.

- Tension continue élevée, avec des topologies à deux ou trois niveaux (point neutre Clamped (NPC), Active Neutral Point Clamped (ANPC)), où moins de composants parallèles sont nécessaires.

#### IV.3/ CEM et filtres

L'utilisation potentielle de composants de puissance WBG dans les convertisseurs, combinée à l'augmentation des systèmes électriques au sein de l'architecture MEA, directement gérés avec l'électronique de puissance, entraîne des problèmes supplémentaires liés à la compatibilité électromagnétique (CEM). Bien que les niveaux d'émissions conduites fixés par la norme DO-160 soient probablement révisables, les besoins de filtrage restent indispensables. La diminution constante des temps de commutation, et donc l'augmentation des gradients  $dv/dt$  et  $di/dt$ , bénéfiques à la réduction des pertes de commutation, représente un problème inhérent à la pollution électromagnétique. Des filtres haute fréquence spécifiques destinés à réduire les émissions conduites ont un impact direct sur le volume et la masse des convertisseurs. Les éléments passifs de ces filtres doivent être dimensionnés pour résister aux limites électriques (courant ou tension) imposées par la puissance de la structure tout en limitant leur impact sur la masse. L'augmentation des fréquences de commutation et les forts gradients de courant et de tension produits par la commutation de composants à base de SiC ou de GaN intensifient le spectre des perturbations sur la gamme spectrale prévue par les normes en émission (ex DO160G section 21). Ce passage aux hautes fréquences, typiquement dans les zones où les gabarits normatifs imposent les niveaux les plus bas, augmente naturellement les besoins d'atténuation des filtres. Les briques filtrantes doivent avoir des plages de fonctionnement étendues en fréquence où le comportement des matériaux devient critique.

L'autre contre-effet de l'élévation de la fréquence de découpage est le phénomène de décharges partielles

(décharges électriques localisées court-circuitant un isolant et apparaissant selon le niveau de champ électrique et la pression, cf loi de Paschen), principalement rencontré du côté des machines électriques [11]. Ceci ne peut être négligé lorsque les nouveaux composants de puissance sont directement insérés dans les systèmes de propulsion électrique. En effet, le besoin d'une densité de puissance élevée repousse plus loin les limites de l'intégration des composants. Les dispositifs conventionnels (ex : convertisseur + câbles + machines) sont remplacés par des équipements plus compacts dans lesquels les convertisseurs sont intégrés aux machines électriques (appelées « smart-machines »). Le convertisseur, la machine et le système de refroidissement sont placés dans la même enveloppe. Il en résulte des couplages capacitifs et inductifs directs entre les différents constituants. Avec l'augmentation des gradients de tension et de courant, les sources d'interférences des convertisseurs génèrent des niveaux de perturbations encore plus néfastes pour les charges et d'autant plus contraignants pour les filtres. Une nouvelle répartition des cellules filtrantes peut être nécessaire, comme celle illustrée à la Fig. 7.

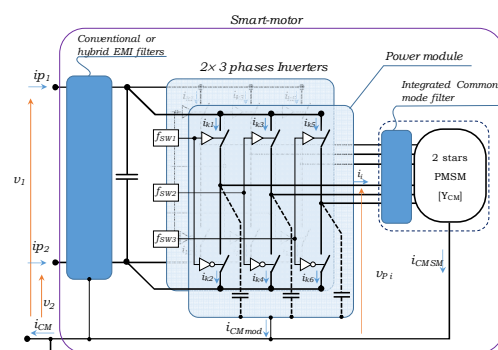


Fig. 7 : Exemple de topologie d'un smart-moteur avec filtres distribués.

De tels agencements sont également conçus pour assurer un degré élevé de fiabilité en offrant une certaine redondance (par exemple, double stator et onduleur). Les étages de filtrage doivent contribuer à améliorer la fiabilité de fonctionnement tout en s'inscrivant dans cette tendance tournée vers l'intégration. Les éléments inductifs (ex. inductances de mode commun) restent la partie la plus délicate à dimensionner et à intégrer du fait de leur volume important.

Une façon possible de contourner ce problème est le développement de filtres hybrides actifs et passifs (illustré Fig. 5) [12, 13]. Les éléments passifs avec des valeurs d'inductance et de capacité plus faibles, sont faciles à intégrer (par exemple dans le PCB), et peuvent être utilisés pour les hautes fréquences tandis qu'un étage d'amplification permet une action de filtrage pour les basses fréquences.

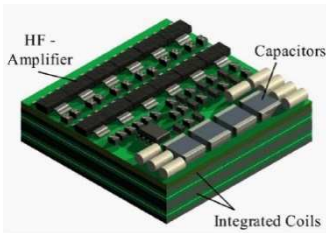
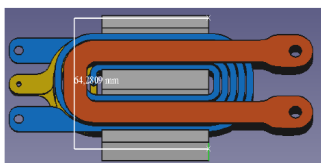


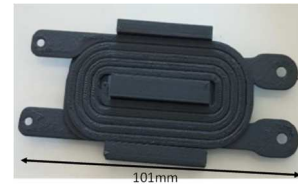
Fig. 8: Exemple 3D d'un filtre actif haute fréquence intégré [12].

#### IV.4/ Composants magnétiques

Les composants magnétiques font partie de la topologie du convertisseur. Comme nous l'avons déjà indiqué, les nouvelles performances en commutation des semi-conducteurs de puissance augmentent la plage de fréquences de fonctionnement des composants magnétiques présents dans les convertisseurs. Dans les systèmes de conversion de puissance traditionnels, les composants magnétiques représentent environ 40 % du poids total. En raison des fréquences de fonctionnement plus élevées, ce pourcentage diminue. Certains matériaux magnétiques sont capables de fonctionner à haute fréquence avec un bon facteur de forme. La technologie planaire permet cette évolution avec des bénéfices considérables mais aussi de nouveaux défis [8][14]. Ceci est particulièrement vrai pour quelques applications dans une gamme de puissance de quelques kW avec des fréquences de fonctionnement supérieures à 100 kHz. Pour des applications de plus de 10 kW et des fréquences inférieures à la centaine de kHz, des composants magnétiques bobinés traditionnels sont toujours nécessaires. Dans les deux cas, la conception du système de refroidissement doit être optimisée. La technologie planaire sur PCB rend l'intégration de composants magnétiques dans les convertisseurs plus facile à réaliser, avec l'avantage d'une élévation de température réduite. Elle conduit naturellement à améliorer la fiabilité des composants. Néanmoins, cette technologie n'est pas totalement idéale. Elle induit également des éléments parasites (ex : effets capacitifs inter-couches) plus importants et qui doivent être correctement estimés et optimisés. À cette fin, l'analyse par éléments finis 2D et 3D (FEA) s'avère souvent nécessaire [15]-[20]. Cependant, certains travaux ont été réalisés pour développer des analyses [21]-[24] pouvant remplacer des simulations très chronophages avec un bon niveau de précision.



(a) modèle pour la CAO



(b) FA : maquette du prototype

Fig. 9: Prototypage rapide d'un transformateur planar

Pour les besoins industriels, la conception des composants doit être adaptée à la production automatisée et aux nouveaux process, ce qui peut simplifier la chaîne de développement. Par exemple, comme le montre la figure 96, la fabrication additive (FA) peut être utilisée pour un prototypage rapide. Cela aidera à vérifier les défauts du produit tels que l'espace intra-enroulement assurant la rigidité diélectrique. Le processus de FA est également une nouvelle façon pour les ingénieurs R&D de concevoir les futurs produits. Cependant, plusieurs tests thermiques, mécaniques et diélectriques doivent être effectués pour garantir au moins le même niveau de fiabilité que les procédés de fabrication traditionnels.

#### IV.5/ Condensateur de découplage

Les technologies de condensateur sont essentielles pour les performances du convertisseur de puissance [25]. Des fonctionnements à forte capacité, haute tension et haute température ainsi que de petites dimensions font partie des caractéristiques demandées [26]. La stabilité du condensateur pendant sa durée de vie reste un problème critique [25]. Diverses technologies sont résumées dans la figure 10 [27]. En raison de leurs effets parasites internes, le comportement des condensateurs en haute fréquence affecte directement les performances du convertisseur de puissance. Les condensateurs au tantale [28] sont capables de résister à des températures élevées. Ils ont des valeurs de capacité importantes mais une tenue en tension limitée. Les condensateurs céramiques [29] présentent une capacité limitée mais ils sont capables de fonctionner à des températures supérieures à 175°C. Les films polymères [30] peuvent également être utilisés pour des applications à haute température et des niveaux de tension supérieurs à 1 kV lorsque les matériaux appropriés sont sélectionnés. Les condensateurs à base de silicium (Si) [31] offrent une stabilité élevée sur une plage de température complète de -55 °C à +200 °C avec un coefficient de température inférieur à  $\pm 1\%$ . Les condensateurs Si en tranchées ultra-profondes ont été développés avec des procédés semi-conducteurs qui permettent d'atteindre une densité de capacité élevée de 1,3 nF/mm<sup>2</sup> à 250 nF/mm<sup>2</sup> (avec une tension de claquage de respectivement 450 V et 11 V).

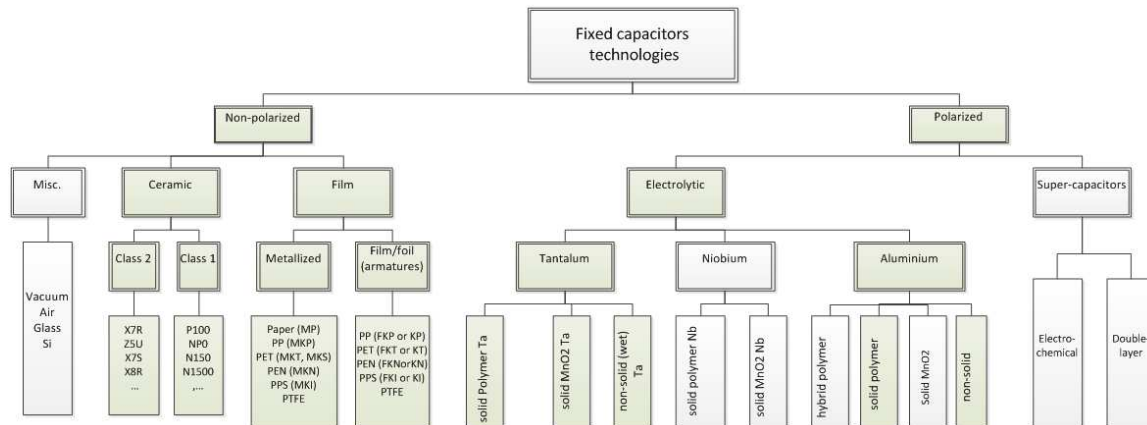


Fig. 10 : Technologies de condensateurs [27]

## V/ Briques technologiques au niveau du module de puissance

### V.1/ Maturité et robustesse des semi-conducteurs de puissance à large bande interdite

Ces nouvelles générations semi-conducteurs de puissance à base de carbure de silicium (SiC) et de nitrure de gallium (GaN) sont de bons candidats par rapport aux technologies en Si, en particulier pour atteindre des fréquences élevées, un champ électrique élevé, une température environnementale élevée et des possibilités d'intégration importantes pour la conversion de puissance. Ces tendances sont illustrées schématiquement sur la figure 11 [32].

En ce qui concerne la technologie SiC, ils sont actuellement disponibles pour 1,2kV, 1,7kV et 3,3kV. Bien que différentes générations de MOSFET SiC aient été commercialisées avec succès par plusieurs fabricants, leur maturité technologique est encore prématurée et la compréhension des mécanismes de défaillance est encore controversée [33-35]. Les fabricants de MOSFET SiC ont consacré beaucoup d'efforts à l'élaboration des oxydes de grille pour de tels composants semi-conducteurs à forte densité de courant. L'utilisation de la diode interne (diode de corps) du MOSFET est aujourd'hui encouragée par les fabricants. Ainsi, le SiC MOSFET a gagné en intérêt par rapport au SiC BJT, SiC JFET bien que ces derniers dispositifs présentent des performances intéressantes en termes de robustesse [36]. De nombreux tests de robustesse tels que le High Temperature Reverse Bias (HTRB), High Temperature Gate Bias (HTGB), Short-Circuit (SC), Unclamped Inductive Switching (UIS), Combined Gate-Drain Bias (CGDB) ont été proposés pour évaluer la maturité du MOSFET SiC. Cependant, le coût de ces technologies est encore élevé par rapport au Si. Par conséquent, malgré ce sur-coût, les composants SiC restent les candidats les plus attractifs pour répondre aux exigences des MEA et MEP.

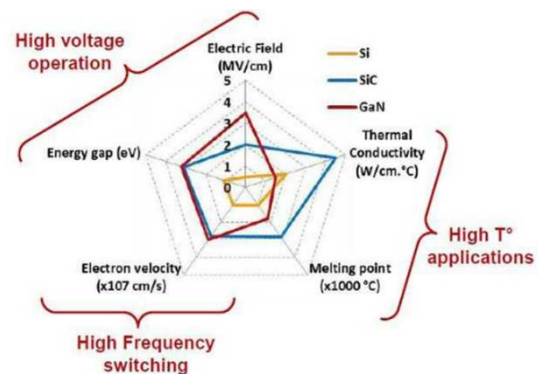


Fig. 11 : Comparaison des propriétés intrinsèques entre Si, SiC et GaN [32].

Un bon concurrent au SiC est la technologie GaN [37]. Elle a récemment été introduite sur le marché des dispositifs à semi-conducteurs de puissance. Ceux-ci peuvent être produits à l'aide de plaquettes de Si (GaN sur Si) de sorte que les coûts de traitement sont considérablement réduits par rapport aux dispositifs SiC [38]. D'autre part, les semi-conducteurs de puissance latéraux GaN du commerce ne peuvent être utilisés que pour une limite de tension jusqu'à 650V (jusqu'à 900V dans un avenir proche) lorsque la structure HEMT (High Electron Mobility Transistor) latérale est adoptée [37, 38]. Cela pourrait apporter une percée dans les convertisseurs de faible à moyenne puissance atteignant des niveaux d'intégration élevés. Malgré le faible niveau de maturité de cette technologie et quelques faiblesses, (ex : effets de piège [39]), plusieurs études ont montré qu'il présente un fort potentiel pour les convertisseurs de puissance [40,41].

Même si des améliorations significatives ont été réalisées, pour tous les semi-conducteurs de puissance, l'impact des rayonnements (neutrons) à l'altitude de croisière pour les avions civils reste encore un goulot d'étranglement pour permettre leur utilisation massive pour l'aérospatiale civile [42]. L'évaluation du paramètre de défaillance dans le temps (FiT) dépend du niveau de tension des appareils et la tension de déclassement reste un défi ouvert qui doit être résolu.

## V.2/ Modules de puissance (modélisation)

La fiabilité des systèmes de conversion de puissance se mesure à travers celle de ses éléments électroniques. Habituellement, la fiabilité est évaluée par des tests expérimentaux de vieillissement accéléré conformément à des normes spécifiques (MIL-STD-750, SAE ARP4754, SAE ARP4761, etc.). Les résultats de ces tests sont généralement corrélés à des simulations multi-physiques [43]. Ce type de simulations est réalisé principalement avec des méthodes de modélisation par éléments finis (FEM) basées sur des modèles 3D. Un exemple d'approche multi-physique pour évaluer le comportement électrique, mécanique et thermique d'un concept de module de puissance 3D est présenté sur la Fig. 12.

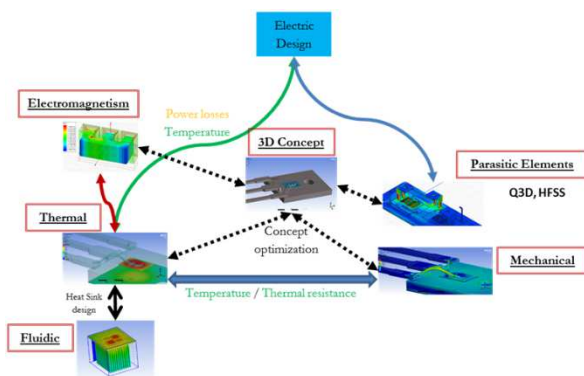


Fig. 12 : Modélisation par éléments finis des modules de puissance

Le modèle 3D de la figure 12 représente une conception de module de puissance basée sur des considérations électriques : routage du signal sous contraintes électromagnétiques vis-à-vis des éléments parasites (inductances parasites, capacités parasites, etc.). Les comportements thermiques et mécaniques ont été successivement évalués et combinés à des simulations électromagnétiques. Des simulations en dynamique des fluides ont également été réalisées pour estimer les performances des dissipateurs thermiques directement attachés au module de puissance [44].

Afin d'évaluer la fiabilité d'un module de puissance, son comportement thermomécanique sous contrainte thermique (due à l'environnement extérieur ou au comportement électrique du dispositif de puissance) a été étudié. Numériquement, le comportement thermomécanique est surveillé dans les matériaux de fixation de la matrice et dans les éléments d'interconnexion (c'est-à-dire la liaison filaire) en calculant le travail plastique non linéaire des matériaux. Il a été démontré que le travail plastique (ou Strain Energy Density - SED) est représentatif de la fatigue du matériau de fixation des matrices et permet d'avoir une estimation de la durée de vie du module de puissance.

## V.3/ Module de puissance à faible résistance thermique

Les modules de puissance des convertisseurs de puissance jouent à la fois sur les connexions électriques, la gestion de la chaleur et la robustesse mécanique. Afin d'obtenir un gain de masse et de volume, un intérêt croissant pour l'utilisation de modules de puissance fortement intégrés dans des environnements difficiles est apparu. En contrepartie, une plus grande quantité de chaleur surfacique doit être dissipée. Les performances et la fiabilité des composants sont directement liées à la température de fonctionnement de l'électronique. Cependant, la fiabilité est considérablement réduite en raison de l'augmentation de la température [45]. Dans les modules de puissance classiques, afin d'assurer une bonne dissipation thermique, le substrat métallisé est lié au dissipateur thermique. En utilisant cette approche, des contraintes thermomécaniques élevées et une fiabilité réduite sous des cycles thermiques difficiles ont été observées sur les joints de grande surface. De plus, le dissipateur de chaleur est couplé thermiquement au dissipateur thermique à l'aide de matériaux d'interface thermique (TIM). Les TIM, comme la graisse thermique, les films à changement de phase et les élastomères, souffrent d'une résistance thermique élevée et d'une stabilité limitée à haute température [46].

Afin de surmonter les limitations susmentionnées des modules de puissance conventionnels et de tirer pleinement parti des technologies émergentes récentes (ex : la fabrication additive, le frittage d'argent et le refroidissement double face), deux approches sont en cours d'évaluation dans le domaine aérospatial. La première consiste à imprimer directement des dissipateurs thermiques au dos du substrat d'aluminium à liaison directe (DBA) (Al/AlN/Al) en utilisant l'alliage de poudre AlSi7Mg0.6 et une technique de fusion sélective par laser (SLM). En plus de la fabrication du dissipateur thermique, la même technique est utilisée pour imprimer les connecteurs à broches électriques sur la face supérieure du même substrat métallisé afin de fabriquer le module refroidi double face. Une représentation explicative de cette technique est montrée sur la figure 13a [47]. Diverses surfaces étendues conventionnelles et moins conventionnelles ont été imprimées sur le substrat et leurs performances ont été évaluées à l'aide de méthodes numériques. Une image de la surface imprimée est rapportée sur la figure 13b [48]. La surface étendue (par exemple, les ailettes en épingle, les ailettes rectangulaires, les ailettes elliptiques et les ailettes en forme de goutte d'eau) peut être refroidie en utilisant de l'air ou des liquides comme fluide caloporteur [49].

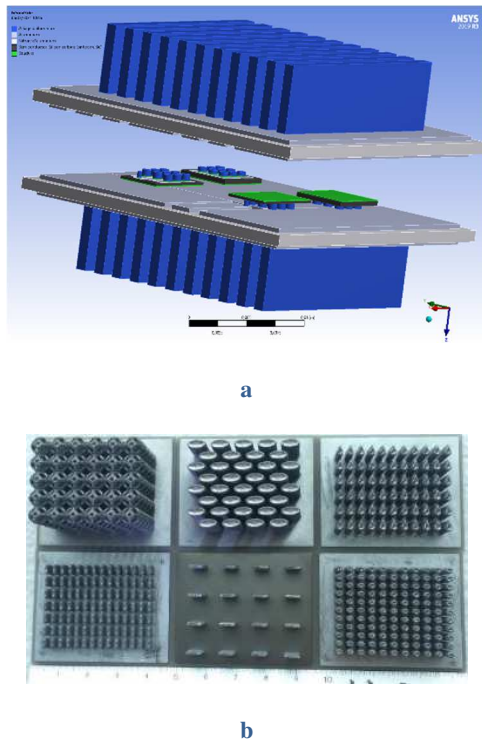


Fig 13 : Vue schématique agrandie du module refroidi double face. Les parties bleues sont réalisées en FA (a), divers dissipateurs thermiques imprimés sur le substrat DBA (b) [47, 48]

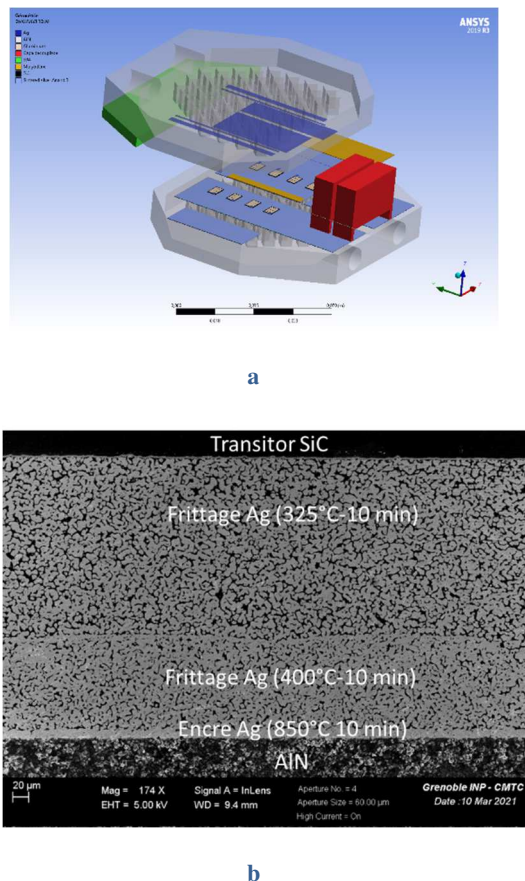


Fig 14 : Vue schématique agrandie du module refroidi double face avec dissipateur thermique en céramique (a),

#### joint fritté d'argent multicouche entre la céramique AlN et le dispositif (b) [49]

La seconde approche consiste à fabriquer des modules à double refroidissement latéral utilisant des dissipateurs thermiques en céramique de nitrure d'aluminium à refroidissement direct, et successivement à sérigraphier une encre à base d'argent et à fritter la pâte d'argent. Une bonne représentation de cette procédure est offerte sur la figure 14a. L'ensemble du matériau du joint entre le dispositif et la céramique étant en argent à porosité contrôlée, la fiabilité de l'assemblage est estimée très élevée. Les structures matérielles peuvent être observées sur la figure 14b. En effet, à haute température de stockage, les intermétalliques cassants n'auront pas lieu puisque le seul matériau utilisé est l'argent. D'un autre côté, lors de l'utilisation de matériaux différents, même si les coefficients de dilatation thermique ne correspondent pas entre les éléments et les céramiques AlN, si le module de Young des films poreux frittés est faible, les contraintes mécaniques seront considérablement réduites et donc la fiabilité augmentée.

#### V.4/ Commande rapprochée intelligente (Smart-driver) avec fonctions de surveillance de l'état de santé

La faible maturité des MOSFET SiC pour leur utilisation dans les convertisseurs de puissance oblige le concepteur à se concentrer avec un soin particulier sur le circuit de commande de grille. En fournissant des fonctions de communication supplémentaires au circuit de commande de grille, telle que la surveillance de paramètres critiques du transistor de puissance WBG (le courant de fuite de grille et de drain, résistance à l'état passant, température de jonction) des « fonctions plus intelligentes » des convertisseurs peuvent être obtenues. La même approche peut également être adoptée pour les semi-conducteurs de puissance en GaN. Avec l'utilisation d'une telle approche de communication bidirectionnelle, comme illustrée sur la figure 15, le transistor de puissance sera capable de renvoyer à l'unité de commande des données de surveillance de l'état de santé des composants pour informer l'utilisateur de l'état de santé du module de puissance [50, 51]. Cette pratique de maintenance prédictive supprimera définitivement le risque de panne de l'appareil.



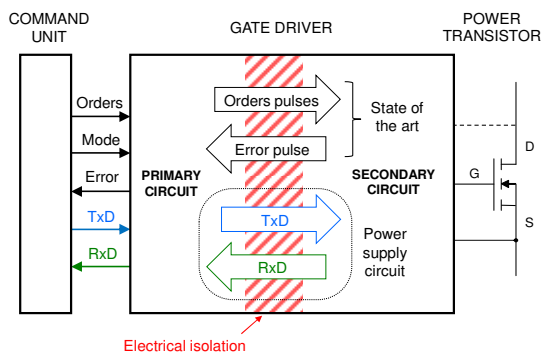


Fig. 15 : Signaux de communication entre l'unité de commande et le transistor de puissance [50, 51]

## VI/Conclusions

Les avions plus électriques (MEA) et les avions intégrant de la propulsion électrique (MEP) sont les prochaines cibles de l'industrie aéronautique. Ces futurs avions doivent répondre aux exigences de réduction des émissions de gaz à effet de serre. Ces exigences peuvent être satisfaites en augmentant la production et la distribution d'énergie électrique embarquée. Plusieurs briques technologiques élémentaires répertoriées dans cet article sont identifiées pour développer des solutions de pointe améliorant la fiabilité des convertisseurs de puissance embarqués (composants à semi-conducteurs de puissance, composants passifs (magnétiques et condensateurs), modules de puissance et circuits de commande de grille, topologies de convertisseurs de puissance, filtre CEM). De plus, les faisceaux de câbles, les connecteurs d'alimentation pour interconnecter les convertisseurs de puissance aux charges et les sources d'alimentation/d'énergie aux convertisseurs seront également étudiés. Toutes ces solutions nécessitent un niveau de maturité technologique (TRL) élevé pour obtenir des validations et des certifications et atteindre des solutions sûres pour garder le transport aéronautique attrayant et sécurisé.

## VII/ Références

- [1] V. Garnier, Perspectives and activities on hybrid / electric propulsion, MEA 2019, Toulouse
- [2] H. Huang, "Future Electrification beyond the More Electric Aircraft", IAS Webinar Series, 15th Feb 2018
- [3] S. Roques, "trends for electrical architectures", More Electric Aircraft conference MEA 2017, Bordeaux, 2017.
- [4] X. Roboam, B. Sareni, and A. D. Andrade, "More Electricity in the Air: Toward Optimized Electrical Networks Embedded in More-Electrical Aircraft," IEEE Ind. Electron. Mag., vol. 6, no. 4, pp. 6–17, décembre 2012.
- [5] T. Bensalah and P. Thalin, "Integrated Modular Power Electronics: Achievements and Challenges", IMPEC MEA2015, Toulouse, 2015.
- [6] P. Asfaux, J. Bourdon, "Development of a 12kW isolated and bidirectional DC-DC Converter dedicated to the More Electrical Aircraft: The Buck Boost Converter Unit (BBCU), PCIM 2016
- [7] Bidirectional DC-DC converter in dual DC networks, Michel Jamot, Airbus Helicopters, MEA2017
- [8] J. S. N. T. Magambo, R. Bakri, X. Margueron, P. L. Moigne, A. Mahe, S. Guguen, and T. Bensalah, "Planar magnetic components in more electric aircraft: Review of technology and key parameters for dc-dc power electronic converter," IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 3, pp. 831–842, Dec 2017.
- [9] Z. Ouyang, O. C. Thomsen, and M. A. E. Andersen, "Optimal Design and Tradeoff Analysis of Planar Transformer in High-Power DC-DC Converters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 59, no. 7, pp. 2800–2810, Jul. 2012.
- [10] Chao Fei ; Fred C. Lee ; Qiang Li, « High-Efficiency High-Power-Density LLC Converter With an Integrated Planar Matrix Transformer for High-Output Current Applications », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, Issue: 11, p. 9072 – 9082, 2017
- [11] S. Duchesne, G. Parent, J. Moeneclay and D. Roger, "Prediction of PDIV in motor coils using finite element method," 2016 IEEE International Conference on Dielectrics (ICD), Montpellier, 2016, pp. 638-641.
- [12] J. Biela, A. Wirthmueller, R. Waespe, M. L. Heldwein, K. Raggl, et J. W. Kolar, « Passive and Active Hybrid Integrated EMI Filters », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, n° 5, p. 1340-1349, May 2009.
- [13] M. Ali, E. Labouré, et F. Costa, « Integrated hybrid EMI filter: Study and realization of the active part », in 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2013, p. 1-8.
- [14] Z. Ouyang and M. A. E. Andersen, "Overview of Planar Magnetic Technology; Fundamental Properties," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 9, pp. 4888–4900, Sep. 2014.
- [15] M. A. Saket, N. Shafiei, M. Ordonez, M. Craciun, et C. Botting, « Low parasitics planar transformer for LLC resonant battery chargers », in 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2016, p. 854-858.
- [16] S. Wang et C. Xu, « Extraction of Magnetic Parameters for Elements of a Planar EMI Filter », IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 56, no 2, p. 360-366, avr. 2014.
- [17] W. Shishan, G. Min, X. Chenchen, et W. Wentao, « Technology of splitting PCB conductors to weaken the parasitic parameters for planar EMI filter », in 2013 8th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2013, p. 455-460.
- [18] W. Lu et G. Chunying, « Detailed design of high-frequency planar power transformer », in 2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2011, p. 1610-1614.
- [19] J. Aime, B. Cogitore, G. Meunier, E. Clavel, et Y. Marechal, « Numerical Methods for Eddy Currents Modeling of Planar Transformers », IEEE Trans. Magn., vol. 47, no 5, p. 1014-1017, mai 2011.
- [20] W. Tan, X. Margueron, T. Duquesne, et N. Idir, « An Improved Parasitic Capacitance Cancellation Method for Planar Differential Mode Inductor in EMI Filters », in 2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 2012, p. 1-6.
- [21] X. Margueron, A. Besri, P. Jeannin, J.-P. Keradec, et G. Parent, « Complete Analytical Calculation of Static Leakage Parameters: A Step Toward HF Transformer Optimization », IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 46, no 3, p. 1055-1063, mai 2010.
- [22] W. Tan, X. Margueron, L. Taylor, et N. Idir, « Leakage Inductance Analytical Calculation for Planar Components With Leakage Layers », IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no 6, p. 4462-4473, juin 2016.
- [23] [9] M. A. Saket, N. Shafiei, et M. Ordonez, « Planar transformer winding technique for reduced capacitance in LLC power converters », in 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016, p. 1-6.
- [24] Z. Ouyang, J. Zhang, et W. G. Hurley, « Calculation of Leakage Inductance for High-Frequency Transformers », IEEE Trans. Power Electron., vol. 30, no 10, p. 5769-5775, oct. 2015.
- [25] Huai Wang, Capacitors in Power Electronics Applications – Reliability and Circuit Design, IECON 2016, Florence, Italy
- [26] D. Choi et al., Energy and Power Densities of Capacitors and Dielectrics, 2015 IEEE International Workshop on Integrated Power Packaging (IWIPP).
- [27] [https://en.wikipedia.org/wiki/Capacitor\\_types](https://en.wikipedia.org/wiki/Capacitor_types) consulté le 10/06/2021

- [28] Aluminum Electrolytic Capacitor Application Guide, CDM Cornell Dubilier
- [29] M. Slovick, A look at high (200 °C) temperature capacitor technology, 2014
- [30] L. Caliari et al., Film Capacitors for High Temperature, High Voltage and High Current", CARTS international 2013 Proceedings, Texas, USA
- [31] IPDiA 3D Silicon Capacitors, Product catalogue
- [32] P. Roussel, SiC market and industry update, presented at the Int. SiC Power Electron. Appl. Workshop, Kista, Sweden, 2011.
- [33] B.J. Baliga, Silicon carbide power devices, World Scientific, Singapore, 2005.
- [34] A.J. Lelis, & al., Time dependence of bias-stress-induced SiC MOSFET threshold-voltage instability measurements, IEEE transactions on Electron Devices, Vol.55, no.8, pp.1835-1840, 2008
- [35] D. Othman, & al., Robustness of 1.2 kV SiC MOSFET devices, Microelectronics Reliability, Vol. 53, no. 9-11, pp. 1735-1738, September-November 2013.
- [36] S. Moumen, Etude de la robustesse de transistors JFET à base de SiC vis-à-vis de stress électriques, These ENS Cachan, 28 mars 2012,
- [37] Alex Avron, , SiC & GaN - Technology & market knowledge update, Yole Development Apr 21, 2015

# ÉTUDE D'UN ACTIONNEUR ELECTROACTIF POUR LA DEFORMATION DE SURFACE PORTANTE POUR OPTIMISER LA CONFIGURATION AERODYNAMIQUE D'UN AVION

GURVAN JODIN

École Normale Supérieure de Rennes

Campus de Ker Lann, Avenue Robert Schuman, 335170 BRUZ

gurvan.jodin@ens-rennes.fr 02 99 05 93 38

**Résumé :** Le premier avion utilisait la déformation des ailes pour se diriger. Cette idée est toujours d'actualité pour adapter la géométrie des ailes et optimiser les performances aérodynamiques. Une approche particulière est d'intégrer les actionneurs directement dans la structure, l'utilisation de matériaux électroactifs est prometteuse. Une maquette de plaque déformable actionnée par un alliage à mémoire de forme est étudiée. Cet objet mécatronique peut servir d'application pédagogique en modélisation, simulation, manipulations expérimentales, ou encore en asservissements et instrumentation.

## I/ Introduction

En bons Français, nous attribuons le titre de premier aéronef à l'Éole de Clément Ader à la fin du XIX<sup>ème</sup> siècle. Ce sont cependant les frères Wright aux États-Unis qui ont volé avec un aéronef réellement dirigeable au tout début du XX<sup>ème</sup> siècle. Ce qui est intéressant est que le contrôle du roulis de ce dernier est réalisé par la déformation (torsion) des ailes. Cela étant tout à fait possible par la force du pilote pour déformer une structure principalement en bois recouverte de toile tendue. Bien entendu, ce principe a été abandonné au profit de gouvernes rigides articulés sur des avions faits de structures plus rigides, comme c'est le cas aujourd'hui.

Avant la crise sanitaire actuelle, les activités commerciales du transport aérien étaient responsables de presque 4 % de l'émission des gaz à effets de serre, et cette part ne cesse de s'accroître [1]. Des efforts considérables ont été mis en œuvre et ont divisé par plus de 3 la consommation de carburant ces 50 dernières années [1]. Cet apparent altruisme écologique s'explique par des réalités économiques et concurrentielles. Les coûts d'opération sont très importants et un système permettant de diminuer un peu la consommation de carburant (qui représente environ 26 % du coût d'opération) est rapidement rentable dès lors qu'il ne nécessite pas de contraignantes et coûteuses opérations de maintenance. La concurrence entre les compagnies aériennes se propage aux constructeurs aéronautiques qui doivent proposer les avions les plus performants, s'alignant ici avec les considérations environnementales.

Ainsi le secteur de l'aéronautique investit grandement dans la R&D, à la recherche de performance. Parmi les recherches actuelles, des projets cherchent à remplacer les gouvernes rigides articulées traditionnelles et localisées par des ailes déformables motorisées. Pour ne citer que deux projets d'envergures, le concept VCCTEF [2] que je traduirais en *volet de*

*bord de fuite à cambrure continûment variable* est un volet qui a le défaut de ne pas se détacher de l'aile mais a la grande qualité de ne pas former d'arête vive lors de son déploiement. Le second projet serait son équivalent européen avec le projet SARISTU [3] (*structure intelligentes pour aéronefs*) disposant aussi d'un volet déformable, mais également d'un bord d'attaque continûment déformable et d'articulations en élastomères.

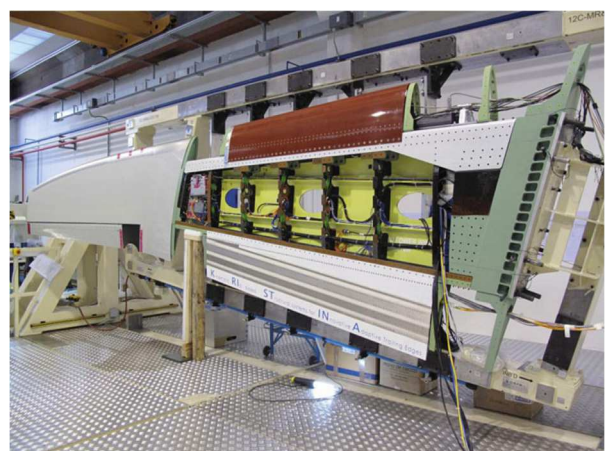


Figure 1 : Essai du concept VCCTEF par la NASA (haut), et démonstrateur du projet européen SARISTU (bas).

Je ne m'attarde pas d'avantages sur les différentes prouesses technologiques de ces projets. Je me suis inspiré de ma thèse de doctorat dans ce domaine pour vous proposer l'application pédagogique de cet article.

Premièrement, nous justifierons simplement le lien entre la performance aérodynamique, la masse de l'avion et la consommation de carburant. Notamment, nous verrons sommairement pourquoi changer la géométrie de l'aile pendant le vol a un intérêt, et dans quelles limites. Ensuite, nous verrons quelques exemples de technologies d'actionneurs et de matériaux électroactifs utilisés dans la recherche et développement aéronautique. Je ne pourrais résister de vous résumer mes travaux de thèse sur une maquette d'aile déformable actionnée par deux matériaux électro-actifs complémentaires ; avant de se focaliser sur une plateforme expérimentale qui fait à mon sens une bonne maquette pédagogique pour l'étude d'un actionneur innovant, de lois de contrôle, de modélisation électro-thermo-mécanique ou encore d'instrumentation électronique.

### III/ Aérodynamique et performance

Tout d'abord, je pense qu'un petit rappel des bases de l'aérodynamique est important. La Figure 2 présente le bilan des forces sur un avion en vol. Il suffit d'appliquer la seconde loi de Newton sur l'équilibre des corps pour comprendre la suite. Pour voler à altitude constante, la portance doit compenser le poids  $P$ . Pour maintenir une vitesse constante, la poussée est égale et opposée à la traînée aérodynamique. La majorité de la portance  $L$  – effort qui porte l'avion – vient des ailes grâce à leurs formes et dimensions. La traînée  $D$  – qui freine l'avion – est en partie due aux ailes. Une donnée très utile est la finesse aérodynamique  $f$ . Il s'agit du rapport de la portance sur la traînée  $f = L / D$ . À géométrie et conditions de vol données, la finesse est constante.

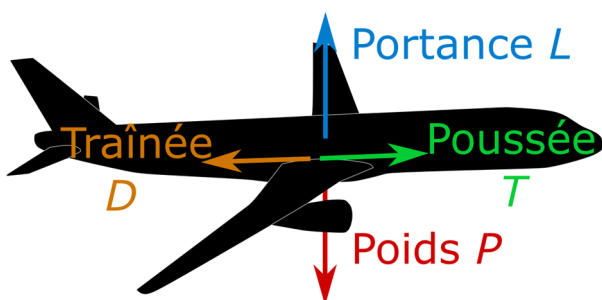


Figure 2 : Bilan des forces sur un avion en vol. Les moments ne sont pas représentés.

À altitude et vitesse constante, puisque la portance doit être opposée au poids  $P = -L$ , que la poussée  $T$  est égale et opposée à la traînée  $T = -D$  et que la finesse aérodynamique est fixe, la poussée est alors proportionnelle au poids de l'avion  $T = P / f$ . Sachant que les moteurs brûlent le carburant pour générer la poussée, la consommation de carburant est directement liée à la masse de l'avion.

Pour approfondir, un très bon cours d'aérodynamique peut-être le livre de J.D. Anderson [4].

Maintenant, l'amélioration des performances aérodynamiques permet également de diminuer la consommation de carburant sans toucher à la masse. C'est la particularité des travaux dans la thématique du *morphing* (ou morphisme de structure) qui s'attaque à l'amélioration des performances aérodynamiques en permettant un changement de forme d'aile précis à chaque instant. Ceci permet en théorie d'avoir à chaque instant du vol la forme économisant le maximum de carburant. Pour comprendre cela, prenons quelques ordres de grandeur. Un Airbus A320 pèse environ 80 tonnes lorsqu'il est chargé dont 40 tonnes de carburant. Durant son vol de plusieurs heures, l'avion s'allège en brûlant ses 40 t de carburant dans l'atmosphère. On comprend aisément que les meilleures ailes pour faire voler un avion de 40 t ne sont pas exactement les mêmes que celles d'un avion de 80 t. Pour autant ce sont les mêmes ailes qui portent l'avion, par construction. Dès lors adapter la forme de l'aile au fur et à mesure du vol permet d'optimiser les performances aérodynamiques. C'est ce que l'on appelle le *contrôle de configuration aérodynamique*.

Cette optimisation peut économiser du carburant à condition bien évidemment que la masse des systèmes d'actionnement ajoutés ne détériore pas le bilan.

### III/ Actionneurs et matériaux électroactifs

#### III.1/ Actionneurs conventionnels

Les actionneurs aéronautiques permettent de commander les gouvernes et autres surfaces de contrôle. L'augmentation de la taille des avions nécessite une force plus importante sur les gouvernes. Ainsi les commandes manuelles ont évolué vers des actionneurs à assistance hydraulique. Les avions récents sont maintenant "fly-by-wire", où une interface électronique échange des informations entre le joystick du pilote et les actionneurs de gouvernes. Les actionneurs conventionnels des avions sont constitués d'actionneurs de type vérins. Deux ancrages à rotule relient la surface mobile de l'aile au boîtier du vérin par l'intermédiaire de tringleries. La Figure 3 représente le schéma d'une gouverne actionnée, quand la Figure 4 présente un actionneur électro-hydraulique d'un aileron d'Airbus A380.

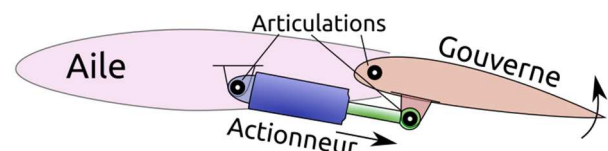


Figure 3 : Schéma d'illustration d'une gouverne et de son actionneur.

Différentes technologies existent pour appliquer des forces et des déplacements à la tige, de l'hydraulique à l'électromécanique. Les actionneurs hydrauliques reposent sur un système hydraulique global, alimenté par les moteurs de l'avion. Malgré sa grande fiabilité, ce

réseau hydraulique complexe et étendu est lourd et coûteux à entretenir. Une autre approche consiste à utiliser un circuit hydraulique local, alimenté par une pompe électrique. C'est le cas de l'actionneur de la Figure 4. L'un des principaux avantages de l'hydraulique est son comportement en cas de défaillance. En effet, en cas de défaillance de l'actionneur, la surface mobile se met en position neutre en raison de la charge aérodynamique et l'huile en mouvement dans le cylindre fournit un amortissement suffisant pour éviter toute dangereuse instabilité dynamique fluide-structure.

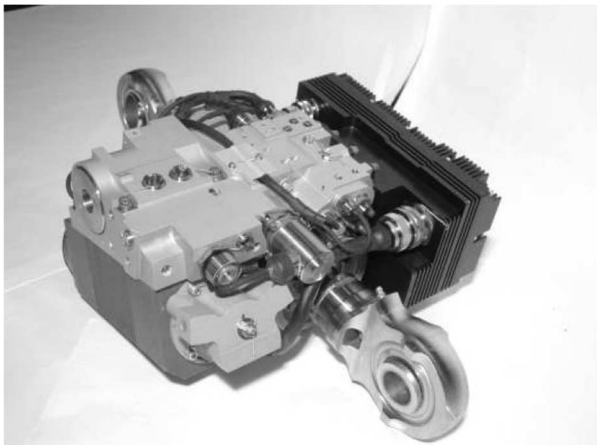


Figure 4 : Actionneur électro-hydrostatique d'un A380.

Les actionneurs les plus récents sont électromécaniques. Ils n'utilisent pas de circuit hydraulique. Ils sont généralement composés d'un moteur électrique tournant à haute vitesse, d'un réducteur et d'une vis à billes pour transformer la rotation en translation de la tige du cylindre. Les avantages sont une masse réduite et une maintenance plus facile, mais la gestion thermique doit être sérieusement prise en compte. Le principal inconvénient est qu'une défaillance mécanique peut bloquer la surface de contrôle dans une position donnée, ce qui n'est pas tolérable pour les fonctions critiques. La mise en œuvre d'actionneurs électromécaniques partout sur un avion nécessite une approche système et une redéfinition des fonctions.

### III.2/ Matériaux électroactifs pour actionneurs

Après le rapide survole du monde des actionneurs aéronautiques conventionnels, regardons quelques matériaux électroactifs qui ouvrent de nouveaux horizons aux actionneurs aéronautiques. Un matériau électroactif est un matériau « intelligent » contrôlé par un stimuli électrique. Autrement dit, ce sont des matériaux conçus pour réaliser une conversion directe d'énergie électrique en énergie mécanique. On en recense plus d'une douzaine qui se contractent, s'allongent, se tordent, durcissent ou frottent sous la stimulation d'un champ électrique ou magnétique, d'un courant d'une tension ou d'un échauffement provenant de l'application d'un courant électrique. C'est avec regret que je ne les cite pas tous ici, mais ma thèse de

doctorat [5] les présente avec des sources pour aller plus loin.

Les deux les plus couramment utilisés pour leurs performances sont les céramiques piézoélectriques et les alliages à mémoire de forme. Les premiers se présentent sous la forme de barreaux ou de patchs encapsulant le matériau piézoélectrique et des électrodes. Soumis à une tension électrique, les déformations sont de faibles amplitudes mais très rapides avec des efforts importants. Ils permettent par exemple de faire vibrer ou absorber des vibrations. Cependant leur mise en œuvre à des fins pédagogiques est délicate, car 1) il faut les alimenter sous plusieurs centaines voire des milliers de Volts, ce qui est dangereux et 2) les déformations étant faibles (moins de 0,1 % de changement de longueur), ils nécessitent des assemblages mécaniques de précision pour amplifier les déformations.

C'est pourquoi je propose de nous concentrer sur les alliages à mémoire de forme (AMF) pour une application pédagogique. Typiquement, il s'agit de fils en alliages de nickel et de titane, abordables, dont certaines variantes sont utilisées en orthodontie pour redresser les dents grâce à leur propriété de super-élasticité... D'autres nuances sont dites à « mémoire de forme » (attention de ne pas se tromper lors de l'achat du matériau). Un changement de température d'environ 30°C déclenche un changement de phase cristalline, ce qui revient à passer d'un métal à un autre qui ont tous deux des propriétés mécaniques très différentes. Ainsi l'alliage froid – dit martensitique – est très ductile et se déforme avec peu de résistance, alors que la phase chaude – austénitique – est élastique et peut générer de grands efforts pour retrouver la forme originelle.

Ces alliages ont les noms commerciaux *Flexinol* ou *Nitinol*. Ils sont capables de s'allonger jusqu'à 8 % de leur longueur initiale et de supporter 600 MPa de contrainte, pour un échauffement entre 30°C et 70°C.

La Figure 5 présente des essais de tractions sur un fil de Nitinol de 1 mm de diamètre. Il est illustré qu'avec un ressort accroché en face, on peut en contrôler l'allongement en changeant la température du fil.

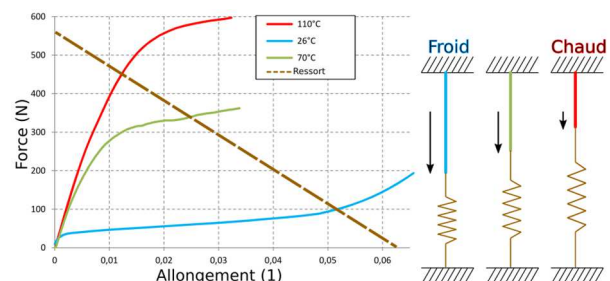


Figure 5 : caractéristique force/déformation d'un fil de Nitinol, et illustration d'un actionneur fil-ressort.

Il suffit de les parcourir par un courant électrique pour qu'ils s'échauffent. Ainsi, un fil de 1 m de long et 1 mm de diamètre peut soulever une masse suspendue de 45 kg sur 8 cm ! Simples, silencieux, sans pièces mobiles intermédiaires, avec de grandes déformations et forces, ils ont tout pour faire de bons actionneurs. Ce serait néanmoins malhonnête de ne pas évoquer des défauts

comme leur comportement non linéaire, la phase d'entraînement du matériau, le vieillissement rapide en cas de forte sollicitation, le mauvais rendement en puissance convertie et la lenteur de l'actionnement (due au chauffage). Malgré ces défauts, ces matériaux peuvent s'intégrer directement et très légèrement dans les structures des ailes pour en contrôler la forme. Regardons maintenant un exemple.

#### IV/ Morphisme électroactif hybride

Comme je le laisse entendre, les travaux de recherche et de développement de structures volantes déformables utilisant des matériaux électroactifs sont nombreux et variés. J'invite encore une fois le lecteur curieux à regarder l'état de l'art de ma thèse pour y trouver des références [5]. Que ce soit pour de petits avions de modélisme ou des avions de ligne, le morphisme fait face au paradoxe d'avoir une structure suffisamment flexible pour être déformée mais suffisamment rigide pour supporter les chargements aérodynamiques sans se déformer. Utiliser des matériaux électroactifs directement dans la structure apporte des éléments de réponse à ce paradoxe. Un érudit avec sa casquette d'aérodynamicien expert en turbulence m'a dit un jour que le morphisme c'est de donner une petite déformation de géométrie pour obtenir de grands effets aérodynamiques. En effet, ne nous méprenons pas, le but du morphisme est d'agir sur

l'écoulement, déformer la structure n'est pas une fin en soi.

C'est par ce constat que les travaux auxquels j'ai participé au laboratoire LAPLACE (génie électrique) et à l'institut IMFT (mécanique des fluides) à Toulouse trouvent leur originalité : hybrider les matériaux électroactifs pour agir sur l'écoulement de plusieurs façons. Ainsi des déformations lentes mais de grandes amplitudes sont réalisées par des alliages à mémoire de forme (AMF), quand des vibrations rapides de petites amplitudes sont provoquées au bord de fuite par des patches piézoélectriques. Les grandes déformations adaptent la finesse de l'aile aux conditions de vol, quand les vibrations ajoutent de l'énergie à une certaine fréquence dans la couche de mélange des écoulements venant du dessus et dessous de l'aile. Ces changements de formes rapides d'amplitude 1/1000 de la taille de l'aile agissent sur la turbulence et modifient sa cohérence dans tout le sillage et des améliorations de performances aérodynamiques de plusieurs % ont été observées. La Figure 6 est un photo-montage illustrant la maquette de soufflerie avec des couleurs représentant visualisations expérimentales et simulations numériques de l'écoulement. La partie arrière est actionnée par AMF et patches piézoélectriques et la trappe ouverte laisse apparaître l'électronique de commande de cette fascinante expérience pour le sujet passionnant qu'est l'étude du morphisme électroactif hybride.

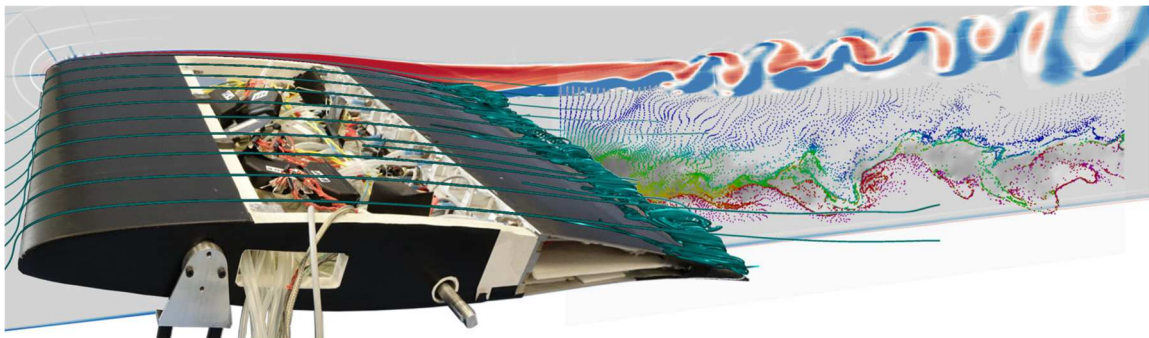


Figure 6 : Photomontage illustrant la maquette de soufflerie pour le morphisme électroactif hybride.

Il est maintenant plus que temps d'en venir à l'application pédagogique de cet article. Mais cette introduction est nécessaire pour comprendre la suite. L'étude et la conception de cette maquette de 60 cm de long avec son bord de fuite courbé actionné par AMF n'est pas simple, et une petite maquette a été réalisée, instrumentée, modélisée et testée. Il s'agit de l'objet d'étude dans la suite de cet article.

#### V/ Application pédagogique : plateforme expérimentale pour alliages à mémoires de formes répartis en surface

La suite s'inspire de l'article [6] que j'ai coécrit. Une plaque en porte-à-faux sur laquelle courent des AMF a

été réalisée. Ce prototype aide à la conception du prototype de morphisme d'aile. En effet, son but est de tester les capteurs et actionneurs et de développer les boucles de contrôle. Un modèle électrothermomécanique du système est développé et validé à l'aide de cette plaque fléchissante.

##### V.1/ Description du dispositif

Le dispositif étudié consiste donc en une plaque en alliage d'aluminium de 1 mm d'épaisseur, longue de 20 cm et large de 7 cm. Un fil d'AMF parcourt un aller-retour le long de la surface supérieure, et est maintenue à 5 mm du dessus de la plaque par des bouts de tubes métalliques glissés dans des entretoises imprimées en 3D et collées à la plaque. Le fil est ancré à une extrémité au travers deux vis creuses permettant de régler la

tension de ce dernier. Ceci sert à pré-contraindre l'AMF froid pour lui permettre de se tendre lorsqu'il est chauffé, et ainsi générer un moment fléchissant sur la plaque qui vient la faire fléchir : le dispositif se déforme. Le tout est monté sur un support permettant de poser simplement l'ensemble sur une table ou paillasse de laboratoire.

Les Figures 7 et 8 présentent la plaque au repos (AMF froid) et lors de l'actionnement (AMF chaud). La flèche en bout de plaque peut atteindre 40 mm !

L'actionnement est géré par une alimentation de laboratoire, ici une Delta SM 400-AR-8 qui est contrôlable depuis un PC ou par signal MLI, mais une alimentation de moins de 8 A pour moins de 10 V avec un relais statique ou un hacheur fait tout aussi l'affaire. Nous avons encapsulé l'AMF dans un tube en silicone et utilisé une électrovanne sur l'air comprimé pour avoir un refroidissement forcé, mais il s'agit d'une option non nécessaire au fonctionnement de la maquette.

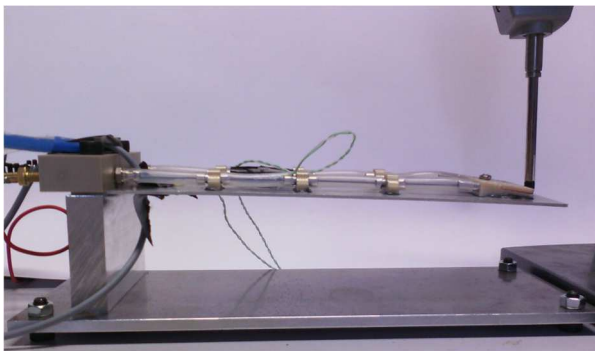


Figure 7 : Dispositif au repos.



Figure 8 : Dispositif actionné.

### V.2/ Instrumentation

Plusieurs capteurs instrumentent la maquette et tous ne sont pas nécessaires en fonction de l'activité visée. Ainsi, un thermocouple mesure la température de l'AMF. Des jauges extensométriques sont collées sur la plaque dessus et dessous pour mesurer les déformations de la plaque ; et de plus un comparateur numérique vient mesurer le déplacement en bout de plaque. Les mesures de la tension et du courant dans l'AMF sont faites pour estimer puissances et variations de résistance.

Pour acquérir et agir sur le dispositif, nous avons testés deux configurations : une carte d'acquisition LabJack qui interface thermocouple, jauges de déformations, relais et électrovanne au PC ; ou une carte

Arduino avec des amplificateurs dédiés (d'instrumentation, des « Shields » commerciaux ou encore des montages électroniques simples) pour interfacer les jauges de déformation, la mesure de température et le contrôle de l'électrovanne et de l'alimentation de l'AMF. Le comparateur numérique est relié directement au PC via une liaison série. Les deux configurations fonctionnent très bien, la version Arduino avec les petites cartes commerciales d'interface capteur par exemple de marque Adafruit sont aujourd'hui abordables et simples d'utilisation pour un montage avec les étudiants. Cela permet d'obtenir une fréquence d'échantillonnage d'environ 10 Hz, ce qui suffisant vis à vis de la dynamique relativement lente du système étudié. La Figure 8 illustre l'instrumentation de la plaque décrite jusqu'ici.

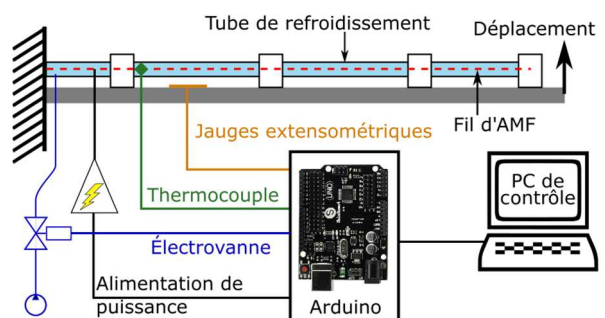


Figure 8 : Schéma synoptique du dispositif instrumenté

### V.3/ Modélisation et simulation

Le modèle d'actionneur est basé sur le modèle phénoménologique de l'AMF développé par Elahini [7]. En raison du fait que les modèles phénoménologiques sont basés sur des quantités techniques facilement mesurées, ils sont privilégiés dans les applications d'ingénierie. Dans ces modèles, la dynamique de la transformation des phases au sein du matériau est décrite au moyen de variables internes et l'interdépendance de ces variables est modélisée par des équations cinétiques.

**Plaque déformable.** Le comportement structurel de la plaque est estimé par la théorie quasi-statique de la poutre d'Euler-Bernoulli qui modélise la contraction et l'extension de l'actionneur AMF comme un moment appliqué à une distance  $r$  de la fibre neutre de la poutre (ou plaque ici). Dans ce cas, la flèche  $\delta$  de la poutre peut être écrite :

$$\delta = \frac{\sigma \cdot A \cdot r \cdot L^2}{2 \cdot E \cdot I_g}$$

où  $\sigma$  est la contrainte dans l'AMF,  $A$  est l'aire de la section du fil AMF,  $L$  est la longueur de la plaque de la fixation au bout du fil, et  $E$  et  $I_g$  sont respectivement le module d'Young et le moment d'inertie de surface du substrat. Ceci nous permet de déterminer une constante de ressort équivalente  $k_{eq}$  pour l'utilisation dans le modèle de simulation.

**Transferts thermiques.** L'AMF est activé par chauffage par effet Joule. L'équation différentielle régissant le transfert de chaleur du fil est donnée dans l'équation suivante. Elle combine le chauffage par effet Joule avec la convection.

$$\dot{T} = \frac{1}{m_{SMA} \cdot c_p} (I^2 \cdot R - h_c \cdot A_c \cdot (T - T_\infty))$$

Dans cette équation,  $m_{SMA}$  est la masse du fil AMF,  $A_c$  est la surface du fil,  $I$  est le courant appliqué,  $c_p$  est la chaleur spécifique du matériau,  $T$  est la température de l'AMF,  $T_\infty$  est la température ambiante et  $h_c$  est le coefficient de convection thermique. Pour simplifier, la résistance  $R$  du fil est supposée constante.

**Transformation de phase.** La transformation de phase dans l'actionneur est régie par la fraction de martensite, qui doit être connue pour chaque instant dans le temps et peut être calculée en connaissant la température, la contrainte et leurs dérivés. En raison de la nature hystérétique des AMF, la description de leur comportement de transformation de phase dépend de l'état précédent du système. Si le système était précédemment à l'état d'austénite et qu'il passe à l'état de martensite, la transformation est appelée transformation directe (première équation ci-dessous). Dans le cas inverse, une transformation dite inverse a lieu, décrite par la seconde équation. Dans les deux cas, la transformation de phase est exprimée sous la forme de la dérivée temporelle de la fraction de martensite  $\xi$ .

$$\dot{\xi} = \frac{\xi_A - 1}{2} \sin(A_m \cdot (T - M_f + B_m \cdot \sigma) \cdot (A_m \cdot \dot{T} + B_m \cdot \dot{\sigma}))$$

$$\dot{\xi} = \frac{-\xi_M}{2} \sin(A_a \cdot (T - A_s + B_a \cdot \sigma) \cdot (A_a \cdot \dot{T} + B_a \cdot \dot{\sigma}))$$

Les variables  $\xi_M$  et  $\xi_A$  représentent respectivement la fraction de martensite au début de la transformation  $A \rightarrow M$  et  $M \rightarrow A$ .  $A_a$ ,  $A_m$ ,  $B_a$  et  $B_m$  peuvent être calculés via l'équation ci-dessous connaissant les propriétés du matériau.  $A_s$ ,  $A_f$  sont les températures de début et de fin de création d'austénite et respectivement  $M_s$ ,  $M_f$  sont les températures de début et de fin de la création de martensite. Les variations de température liées à la contrainte sont représentées par  $c_m$  et  $c_a$ .

$$A_a = \frac{\pi}{A_s - A_f} \quad A_m = \frac{\pi}{M_s - M_f} \quad B_a = \frac{-A_a}{c_a} \quad B_m = \frac{-A_m}{c_m}$$

**Équation constitutive.** Dernière équation de la série, la relation entre les différentes variables régissant le comportement des actionneurs est donnée par l'équation suivante, où  $E(\xi)$  est le module de Young,  $\epsilon$  est la déformation,  $\theta$  est le coefficient de dilatation thermique et  $\Omega(\xi)$  le tenseur de transformation.

$$\dot{\sigma} = E(\xi) \cdot \dot{\epsilon} + \theta \cdot \dot{T} + \Omega(\xi) \cdot \dot{\xi}$$

Enfin, la dernière hypothèse est que le comportement de création de la phase martensitique jumelle, responsable de la déformation pseudo-plastique (l'aspect mou à froid) est ignoré. C'est à dire que le modèle est valable tant que le fil AMF est toujours sous

contrainte mécanique lorsqu'il refroidit, ce qui est le cas ici puisque la plaque déformée maintient l'AMF sous tension.

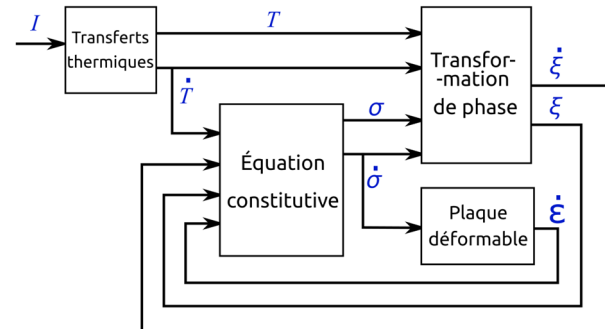


Figure 9 : Blocs du modèle de simulation

La simulation est réalisée à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. Le schéma fonctionnel du modèle combiné AMF-plaque correspondant au modèle précédent est présenté en Figure 9. Le modèle forme une boucle algébrique car le comportement de l'AMF dépend à la fois de la contrainte et de la température de l'actionneur. Par conséquent, une résolution itérative doit être menée.

Les paramètres ont été principalement tirés d'expériences précédentes ainsi que de la littérature et sont donnés dans le fichier de paramètres hébergé avec le modèle de simulation Simulink sur la plateforme GitLab. J'ai donc publié en libre accès les fichiers nécessaires à la simulation sur le lien suivant :

<https://gitlab.com/gusj/code-article-amf-ssf/>

#### V.4/ Résultats de simulation et d'expérience

Regardons maintenant les résultats expérimentaux, avant de les comparer avec les simulations.

L'actionneur est typiquement alimenté en cycle de chauffage puis refroidissement. La Figure 10 présente la déformation de la plaque pour un cycle de 45 s constitué de 10 s de chauffage puis de 20 s de refroidissement forcé. Ces temps sont cohérents puisque la dynamique du refroidissement est plus lente que celle du chauffage. Les 15 s de temps morts entre chaque répétition permettent la stabilisation du système entre chaque cycles. Ainsi, il est possible de moyenner les résultats sur les cycles. Les résultats de ce processus de calcul de la moyenne sont présentés en Figure 11a pour les mesures sans convection forcée et en Figure 11b pour les mesures avec convection forcée.

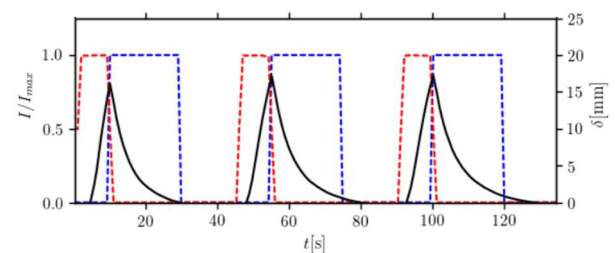


Figure 10 : Déformation expérimentale en bout de plaque (noir), courant de chauffage (rouge), activation du refroidissement (bleu), en fonction du temps.



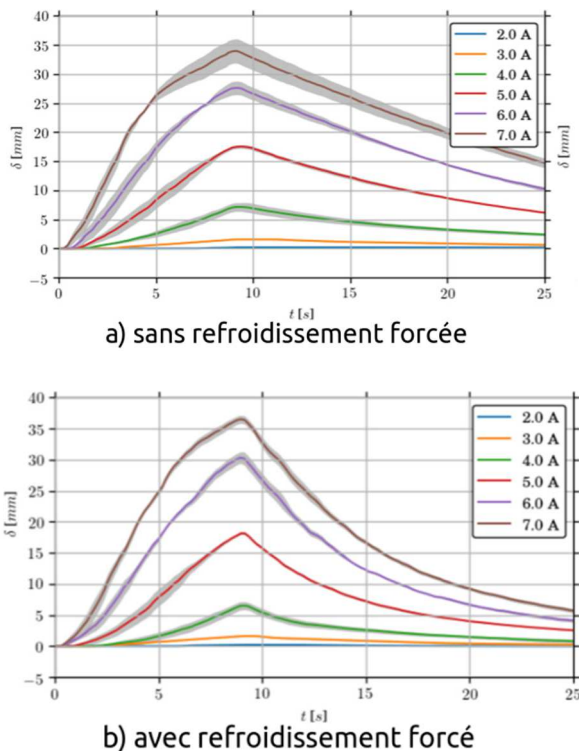


Figure 11 : Moyennes sur cycles des déplacements de la plaque pour différents échelons de courant : a) sans refroidissement forcé, b) avec refroidissement forcé.

Deux choses ressortent en comparant les graphiques : premièrement, comme prévu, la convection forcée améliore considérablement le temps de cycle, ce qui permet un déclenchement plus rapide ; deuxièmement, les mesures effectuées à des intensités de courant plus élevées présentent un écart-type nettement plus important et une déviation maximale réalisable plus faible. Si cela semble contre-intuitif, c'est en fait plus dû aux caractéristiques thermiques du système qu'aux caractéristiques des AMF. On voit alors l'impact de l'amplitude de l'échelon de courant sur le déplacement de la plaque.

Des comparaisons entre expériences peuvent ensuite être dressées. La Figure 12 présente les moyennes expérimentales avec les résultats de simulation, toujours pour différents échelons de courant. A faibles et forts courant il y a beaucoup de similarités, mais on observe une différence notable pour 6 A. Ceci peut être expliqué en regardant les températures et si ces températures semblent proches, un écart dans le modèle au niveau des températures de transformation peut expliquer les différences.

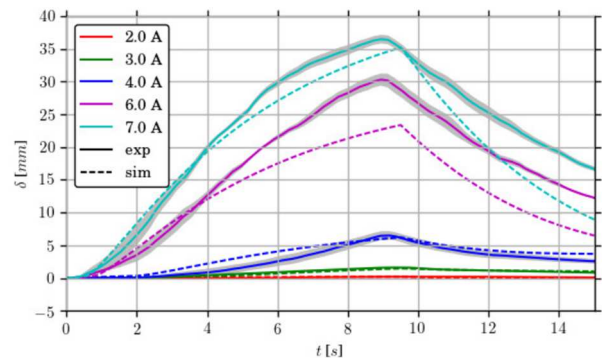


Figure 12 : Comparaison entre expériences (traits pleins) et simulations (pointillés) pour différents échelons de courant.

## V.5/ Asservissements

Dans cette dernière partie que je développe autour de cette maquette, des boucles d'asservissement sont implémentées pour contrôler la déformation de la plaque. Plus exactement, la déviation verticale de l'extrémité de la plaque est contrôlée par un correcteur proportionnel intégral (PI), commandant lui-même un autre correcteur PI de la boucle d'asservissement en température de l'AMF. Cette structure imbriquée, présentée en Figure 13, n'est pas sans rappeler la structure boucle de courant et boucle de vitesse/position du contrôle de machines électriques. Ceci étant possible car les dynamiques des deux boucles ont des cinétiques très différentes.

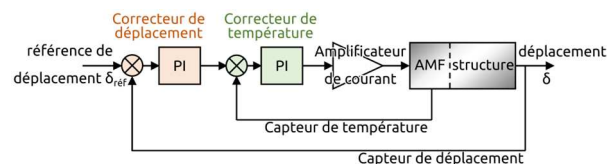


Figure 13 : Structure de l'asservissement de la plaque.

L'implémentation de ces lois de contrôle nécessitent des capteurs. Le capteur de température est le thermocouple et son électronique, déjà intégrés dans la maquette. Pour mesurer la déformation, un comparateur numérique peut être utilisé, mais s'il n'y en a pas à disposition, ou dans le cas d'une application embarquée où l'on ne peut pas mettre de tels capteurs sur les ailes d'un avion, les jauges extensométriques collées sur la plaque peuvent être utilisées. Ce capteur « fait maison » nécessite un étalonnage. Le comparateur numérique se révèle très utile, mais une simple règle graduée peut suffire. Le relevé de la déformation de la plaque actionnée en fonction de la tension en sortie du pont de Wheatstone à jauges extensométriques est tracé en Figure 14, pour un grand nombre d'expériences représentées par les différentes couleurs. Je ne détaille pas le principe du capteur à jauges extensométrique, mais j'invite le lecteur à lire un très bon article des Techniques de l'ingénieur [8]. Le capteur présente une bonne linéarité pour des déformations inférieures à 17 mm, il peut donc être utilisé pour l'asservissement.

La pente de la droite donne le gain du capteur en mm/mV.

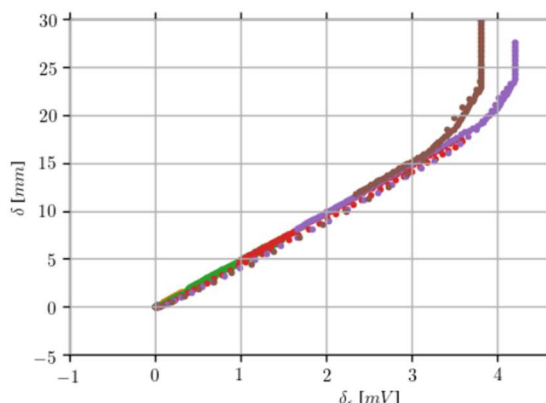


Figure 14 : Déformation de la plaque actionnée en fonction de la tension en sortie du capteur à jauges.

Enfin, l'implémentation dans le microcontrôleur ou la carte d'interface avec le PC permet de réaliser l'asservissement et d'observer ces performances. La Figure 15 montre la réponse de la plaque à un échelon de 5 à 10 mm de déplacement. Devant la lenteur de la dynamique thermique et de l'hystérésis du matériau AMF, il est intéressant de regarder l'effet des saturations et limitation du correcteur intégral.

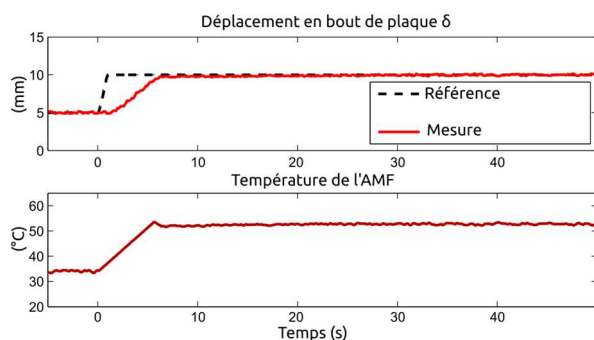


Figure 15 : Réponse de l'asservissement à un échelon de position.

## VI/ Aspects pédagogiques

Avant de conclure, prenons un peu de recul sur le développement précédent plus scientifique que pédagogique. J'apprécie plus que de raison la plateforme expérimentale ci-dessus mais reconnaissons tout de même ses points forts : il s'agit d'un système complet dans un contexte d'innovation en aéronautique. Son étude est multiphysique : thermique, mécanique, électronique, science des matériaux, ... Il s'agit aussi d'un bon cas d'étude pour faire des simulations, mettre en œuvre un asservissement (simple ou en boucles imbriquées), concevoir et calculer des pièces mécaniques ou encore étudier l'instrumentation. Les aspects expérimentaux sont riches avec caractérisations, mesures et asservissements multiphysiques.

Je reconnais cependant que le niveau de difficulté pour appréhender la modélisation des non linéarités de l'alliage à mémoire de forme limite son étude poussée à un niveau académique au minimum en Master 1. La réalisation de la maquette nécessite aussi quelques précautions dans la conception et la mise en œuvre : les efforts dans le fil d'AMF sont importants et les ancrages doivent être isolés électriquement pour éviter les courts-circuits et permettre l'alimentation électrique. Ces contraintes m'ont imposé des pièces usinées ou imprimées dans des plastiques à hautes résistances mécaniques et thermiques (PEEK ou ULTEM). Cependant j'ai pris soin de présenter des alternatives dans la réalisation expérimentale de l'instrumentation en utilisant une carte d'acquisition ou des cartes de développement (Arduino) ; tous les capteurs (température ou déformation / déplacement) et actionneurs (électrovanne, alimentation commandable / relais / hacheur) ne sont pas indispensables.

Je pense ainsi que le modèle de simulation mis à disposition permet simplement d'étudier la modélisation du système et d'ajouter une boucle d'asservissement. Le système physique est mécatronique peut servir de support d'étude original à tous les niveaux post-bac, que ce soit pour un point particulier dans les domaines précédemment cités ou l'étude du système dans son ensemble.

## VII/ Conclusion

Le monde de l'aéronautique est fascinant pas son ingénierie. En un peu plus d'un siècle les progrès sont fantastiques et continus. J'ai pris l'angle des actionneurs et de l'optimisation aérodynamique par le morphisme et expliqué le contexte avant de présenter une maquette présentant des actionneurs innovants. Ces actionneurs basés sur des matériaux électroactifs ont fait l'objet d'un développement qui a nécessité une plateforme expérimentale constitué d'un prototype utilisable en enseignement. Cet objet mécatronique dépasse le domaine du génie électrique, mais les résultats de modélisation, de simulations, d'expériences, de caractérisations et d'asservissements sont autant d'applications pédagogiques. Les fichiers de simulation sont publiés et je serai ravi d'échanger d'avantage quant aux détails de réalisation, de cette maquette que je trouve originale, démonstrative et passionnante.

## VIII/ Remerciements

Je souhaite remercier mes encadrants de thèse de doctorat Jean-François Rouchon et Marianna Braza, car même après ces quelques années le sujet me passionne toujours. Je remercie également Hamid Ben Ahmed pour son aide dans la relecture de cet article.

## IX/ Bibliographie

[1] Page web Wikipedia « Impact climatique du transport aérien », versions française et anglaise.

- [2] E.J. Miller et al. "Evaluation of the Hinge Moment and Normal Force Aerodynamic Loads from a Seamless Adaptive Compliant Trailing Edge Flap in Flight". In: 54th AIAA Aerospace Sciences Meeting. 2016.
- [3] C. Nagel et al. "Seamless Morphing Concepts for Smart Aircraft Wing Tip". In: Smart Intelligent Aircraft Structures (SARISTU). Springer, 2016, pages 275–291.
- [4] J.D. Anderson Jr. *Fundamentals of aerodynamics*. Tata McGraw-Hill Education, 2010.
- [5] G. JODIN. Hybrid electroactive morphing at real scale-application to Airbus A320 wings. 2017. *Thèse de doctorat*. <https://www.theses.fr/2017INPT0093>
- [6] G. Jodin, J. Scheller, E. Duhayon, J. F. Rouchon, M. Triantafyllou, M. Braza. "An Experimental Platform for Surface Embedded SMAs in Morphing Applications", *Solid State Phenomena*, Volume 260, pages 69-76, 2017, doi.org/10.4028/www.scientific.net/SSP.260.69.
- [7] Mohammad Elahinia. "Effect of system dynamics on shape memory alloy behavior and control". PhD thesis. Virginia Tech, 2004.
- [8] J-L. LE GOËR, J. AVRIL. Capteurs à jauges extensométriques. *Techniques de l'ingénieur. Mesures et contrôle*, 1992, no R1860, p. R1860. 1-R1860. 23.

## AVIATION LEGERE ET PROPULSION ELECTRIQUE

PASCAL VAROQUI

Ecole Normale Supérieure Paris Saclay  
4 Avenue des Sciences, 91190 Gif-sur-Yvette

**Résumé :** La propulsion électrique d'un avion s'est longtemps heurtée aux limitations de la technologie : tout particulièrement le rapport énergie/poids des batteries et les qualités de vol d'une cellule légère et résistante. Aujourd'hui les batteries Lithium-Ion associées à l'utilisation de fibres de carbone pour la cellule rendent possible la réalisation d'un avion électrique fiable dont l'autonomie reste réduite (50 minutes de vol) mais suffisante pour la formation initiale et l'entraînement régulier des pilotes. Cet appareil est maintenant une réalité : le Velis Electro de la société Pipistrel Aircraft est un avion électrique certifié EASA dont le silence de fonctionnement permet une exploitation en zone urbaine sans soucis de nuisances sonores vis à vis des riverains des aérodromes

### I/ La propulsion électrique, une histoire déjà ancienne...

La propulsion électrique ne date pas d'hier. Pour ne citer qu'un exemple, la « Jamais Contente » (figure 1) fut la première voiture à dépasser les 100 km/h le 6 mai 1899. Elle était animée par deux moteurs électriques de 25 kW soit une puissance globale de 68 cv environ. La batterie embarquée pour cet exploit comportait 100 éléments au plomb qui accusaient sur la balance une masse de 750kg, pour une masse totale à vide du véhicule de 1450 kg.

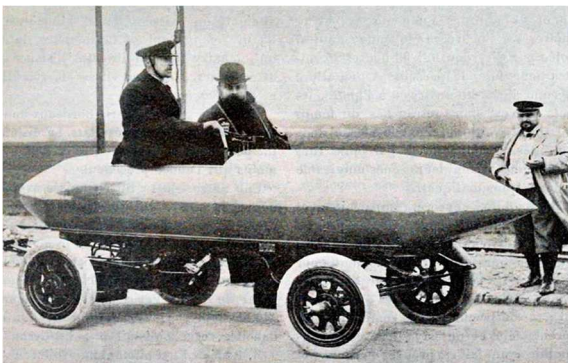


Figure 1 : La Jamais Contente, en 1899

50kW est une puissance tout à fait apte à propulser un petit avion. Le Jodel D112 par exemple (figure 2) est animé par un moteur Continental développant une puissance de 48 kW. C'est un appareil construit en bois et toile dont la conception ancienne (la première version date de 1950) ne l'empêche pas d'être toujours très apprécié en aéro-club, grâce au coup de crayon de génie

de Jean Délémontez, qui lui a donné de très bonnes qualités de vol.

### II/ ...mais qui a dû attendre l'évolution des technologies pour permettre la propulsion d'un avion.



Figure 2 : Jodel D112 (aéro-club du Giennois)

Si les puissances des moteurs de la Jamais Contente et du D112 sont comparables, il n'en est pas de même du poids : le D112 pèse à vide 300 kg, soit environ le cinquième du poids de la « Jamais Contente ». Dans l'absolu le poids n'est qu'un paramètre à prendre en compte pour faire voler un aéronef, mais un poids trop important peut rendre tout décollage impossible pour une puissance moteur et une finesse<sup>1</sup> donnée. Si un planeur peut rester en l'air très longtemps sans l'aide d'aucune motorisation<sup>2</sup> c'est grâce au faible taux de chute<sup>3</sup> que lui permet sa bonne finesse et sa vitesse limitée. Même si la « Jamais Contente » a des allures de petite fusée, au début du vingtième siècle les techniques de fabrication utilisées pour les avions ne permettaient

<sup>1</sup> Rapport distance parcourue horizontale/hauteur parcourue

<sup>2</sup> Il lui faut juste trouver des masses d'air qui montent plus vite qu'il ne descend, c'est dans cet exercice – certain vont jusqu'à dire cet art – que se fait la différence entre les différents pilotes vélioles

<sup>3</sup> Vitesse de descente verticale

pas de faire voler un appareil avec un rapport puissance/poids aussi défavorable.

Aujourd'hui les technologies ont évolué : les batteries au plomb ont été remplacées dans les véhicules par des batteries Lithium-Ion et la fibre de carbone a remplacé le bois et la toile pour fabriquer des avions légers, solides et aux formes épurées. Il est devenu possible de faire voler des avions à propulsion électrique, à la grande satisfaction des riverains des aérodromes de Toussus-Le-Noble, Chavenay et Les Mureaux qui hébergent actuellement les premiers exemplaires du seul avion électrique actuellement certifié : le Velis Electro (photos ci-dessous).



Figure 3 : Velis Electro

### III/ Les problèmes de voisinage de l'aviation légère en zone urbaine résolus...

En effet, la formation initiale et l'entraînement régulier des pilotes nécessitent de réaliser régulièrement l'exercice numéro un : l'atterrissage. Un élève pilote ne sera pas autorisé à faire son premier vol solo sans avoir accompli la plupart du temps au moins une centaine d'atterrissages. Mais chaque atterrissage est précédé d'un décollage, et c'est là que les problèmes de voisinage commencent. Beaucoup d'avions légers ont des moteurs dont l'échappement est un simple tuyau sans aucun silencieux, et si le régime de ces moteurs dépasse rarement 3000 t/min, le bruit est important au

voisinage des aérodromes (environ 75 dB sous le passage d'un avion en bout de piste).

Des associations de riverains des aérodromes réclament avec toujours plus d'insistance une réglementation très strictes du bruit engendré par le trafic aérien. C'est là que l'aviation électrique peut trouver à l'heure actuelle un marché de « niche » : le vol local et les tours de piste. Le Velis au décollage fait le bruit d'un gros ventilateur, environ 60 dB, ce qui est beaucoup plus supportable pour les riverains.

### IV/... mais des usages restreints par le manque d'autonomie des appareils actuels

La faible autonomie des avions électriques actuels (50 minutes de vol pour le Velis Electro) et les difficultés de recharge limitent l'usage de l'appareil aux vols locaux et aux tours de piste (il faut une prise électrique délivrant 20 kW en triphasé pour alimenter le chargeur rapide), d'autant plus que les 75 kg de l'encombrant chargeur rendent impossible son emport dans l'appareil : un véhicule d'accompagnement au sol est obligatoire si on souhaite partir en voyage.



Figure 4 : Le chargeur du Velis Electro

Un tel voyage est laborieux à organiser : étapes de 70 km maximum, nécessité de trouver les 20 kW tri à chaque étape sur secteur ou sur un groupe électrogène, mais ces difficultés ne vont pas empêcher le FABLAB FFA (Fédération Française Aéronautique<sup>4</sup>) de livrer à Carcassonne cet été un Velis Electro parti de Toussus le 1<sup>er</sup> juillet.

<sup>4</sup>La FFA regroupe environ 600 aéro-clubs sur 450 aérodromes, environ 40 000 pilotes, 2 200 instructeurs et 2 200 avions.

Le nombre de licenciés est stable depuis 2012, aux alentours de 40 000.



Figure 5 : utilisation du chargeur à l'étape de Briare le 3 juillet.

## V/ Le Velis Electro : le seul avion électrique certifié pour longtemps

Selon Jacques Carriquiriberry, coordinateur de l'exploitation du Velis au Fablab de la FFA, la certification d'un appareil est un processus coûteux et long (environ 5 ans), ces difficultés vont entraver pour longtemps l'arrivée d'un autre avion électrique certifié.

Le Velis Electro est un biplace côte à côte propulsé par un moteur brushless à aimant permanent de 49,2 kW pesant 23 kg. Son alimentation est assurée par deux batteries de 12.4 kWh (345 V) connectées en parallèle disposées l'une à l'avant dans le compartiment moteur et l'autre derrière le poste de pilotage. Moteur et batteries sont refroidis par circulation forcée d'un liquide aqueux et des radiateurs placés dans le nez de l'appareil et derrière la cabine.



Figure 6 : Une des écopés latérales pour refroidir les radiateurs des batteries

Cette disposition est destinée à placer le plus de masse à l'avant de l'appareil pour obtenir un centrage correct sans modification de la cellule qui est directement dérivée de celle du Virus SW121. Le Velis bénéficie ainsi à moindre coût de la certification du Virus pour la partie cellule.

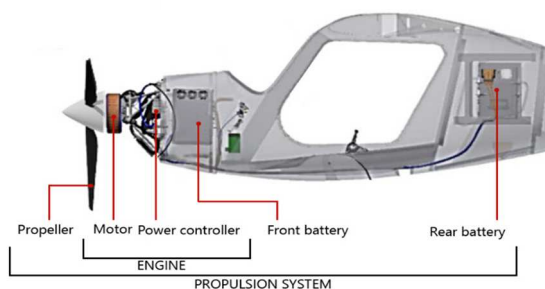


Figure 7a : Système de propulsion

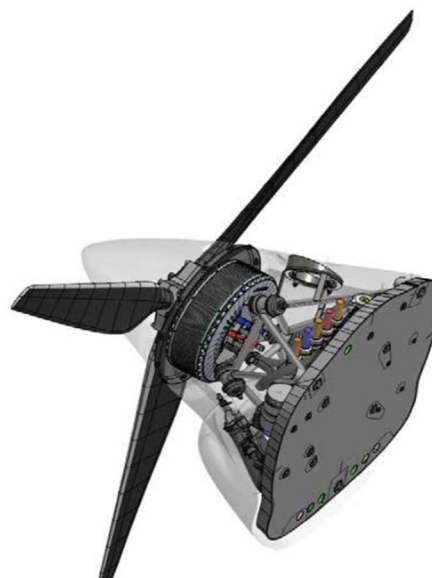


Figure 7b : Système de propulsion

Le poids des batteries, 60 kg chacune, impacte fortement le poids à vide de l'appareil, donné pour 428 kg. On peut le comparer au poids du Virus SW121 dont le Velis est dérivé qui n'affiche que 289 kg sur la balance. Ces deux avions ont une même masse maximale au décollage de 600 kg, mais il ne faut pas oublier de tenir compte du poids du carburant embarqué dans le cas du Virus (100 litres au maximum, soit 72 kg) si on veut comparer les charges utiles.

Les performances du Velis sont celles d'un petit avion de club :

- Décollage : (herbe/asphalte) 245/241 m
- Vitesse de croisière : 160 km/h
- Vitesse de croisière maximale : 180 km/h au niveau de la mer
- Vitesse maximale (VNE) : 200 km/h
- Vitesse de décrochage : avec volets 83 km/h, sans volet 94 km/h
- Plafond : 3 700 m



Figure 8 : tableau de bord du Velis, le doigt pointe l'affichage de l'état batterie et chargeur

## VI/Perspectives d'avenir...

Pour se rendre compte du chemin qu'il reste à faire pour que l'autonomie et le rapport énergie/poids de la propulsion électrique se rapproche des performances des moteurs thermiques, calculons l'équivalent énergétique en essence aviation des 120 kg de batterie du Velis.

On peut prendre comme base la consommation spécifique d'un moteur classique qu'on trouve sur beaucoup d'avions 4 places d'aéroclub, le Lycoming O-360, elle est de 260g/cv/h, soit environ 350g/kWh de 100LL (essence aviation). Les 24,8 kWh embarqués par le Velis sont donc équivalents à environ 8,7 litres d'essence. Avec une densité de 0,72 on arrive à une masse de 6,3 kg. A l'heure actuelle une batterie est donc environ 19 fois plus lourde que la quantité d'essence équivalente (sans compter qu'au cours du vol le réservoir se vide mais le poids de la batterie reste le même).

Traverser la France en avion électrique sans escale va donc nécessiter encore de gros progrès.

## VII/ Bibliographie

- Velis Aircraft Maintenance Manual rev. A06 juin 2020
- Velis Pilot Operating Handbook rev. B01 janvier 2021
- Bruit des avions légers : réduction du rayonnement acoustique d'une hélice, M. Chusseau, A. Carrère\*, P. Matharan et S. Pauziw [1994] <https://hal.archives-ouvertes.fr/jpa-00252903>
- Bruit de l'aviation légère en France, la situation en 2005, rapport du groupe de travail présidé par monsieur André Fontanel [2005] [http://www.infobruit.com/articles/rapport\\_cnb\\_aviation\\_legere\\_2005.pdf](http://www.infobruit.com/articles/rapport_cnb_aviation_legere_2005.pdf)
- AVCO Lycoming Operator's Manual O-360 Series Aircraft Engines
- "Déploiement de l'avion électrique : une réalité incontournable" Dossier de presse de la FFA du 23 juin 2021, pdf téléchargeable sur [https://www.ffa-aero.fr/FR/firm\\_com\\_presse.awp?A1&A3=1](https://www.ffa-aero.fr/FR/firm_com_presse.awp?A1&A3=1)
- "Essai du Velis Electro" revue "Info Pilote" n°777 de décembre 2020
- "Pipistrel Virus" sur Wikipedia [https://fr.wikipedia.org/wiki/Pipistrel\\_Virus](https://fr.wikipedia.org/wiki/Pipistrel_Virus)
- "Pipistrel Velis Electro" sur Wikipedia [https://fr.wikipedia.org/wiki/Pipistrel\\_Velis\\_Electro](https://fr.wikipedia.org/wiki/Pipistrel_Velis_Electro)

## VIII/ Remerciements

Un grand merci à Jacques Carriquiriberry et Corentin Cordelle-Philippe du Fablab FFA, pour leur disponibilité et la cordialité de leur accueil dans les locaux de l'aéro-club Air France de Toussus-Le-Noble

## LES TRANSPORTS DU FUTUR, PROSPECTIVES ET ILLUSIONS

MICHEL KIEFFER

Enseignant chercheur associé

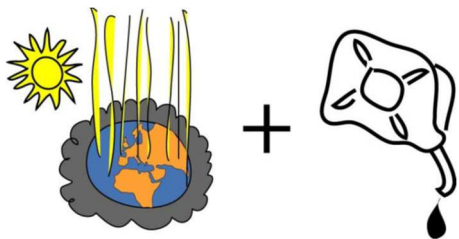
UFR SITEC Chargé de la spécialisation Aéronautique, Transport et Énergétique (CMI-ATE)

m.kieffer@parisnanterre.fr

**Résumé :** En introduction du colloque GEII 2021, Michel KIEFFER a abordé la problématique de la consommation d'énergies dans le domaine des transports.

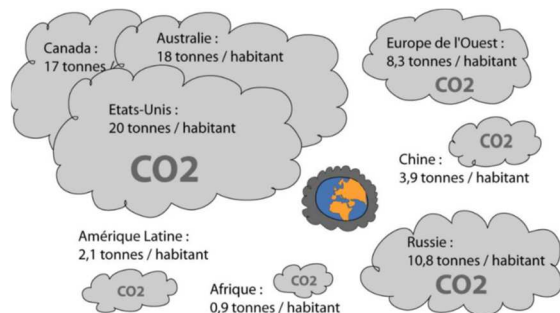
Après un état des lieux, il présente les conditions nécessaires pour réaliser des projets aboutis puis il poursuit par des études de cas et des projets réalisés par des étudiants. Ces projets s'inscrivent dans un esprit de réduction des coûts par la simplification des systèmes afin de les rendre réalistes et accessibles à tous.

### I/ Introduction, état des lieux



On parle de réchauffement de la planète et de la pénurie des combustibles fossiles. La date critique se rapproche et il est urgent de trouver des solutions de remplacement.

On peut essayer aussi de repousser cette date en étant moins énergivore.



I.1/ Quelle énergie contient 1 kg de carburant fossile ?

**1 kg de carburant fossile**



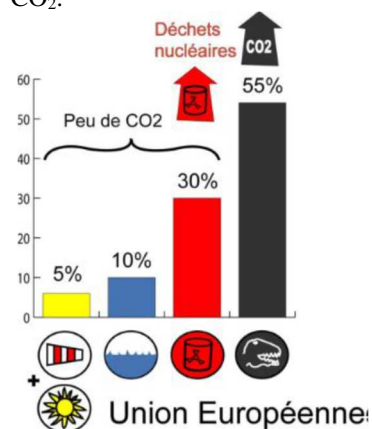
1 kg de carburant fossile correspond à l'énergie produite, pendant une heure, par 100 cyclistes entraînés.

Objectif européen 2050 de l'Europe de l'Ouest, c'est de diviser les consommations par 4, soit 2 tonnes de CO<sub>2</sub> par année toutes consommations confondues.

### I.2/ Électricité et CO<sub>2</sub>

En prenant pour référence la production Européenne :

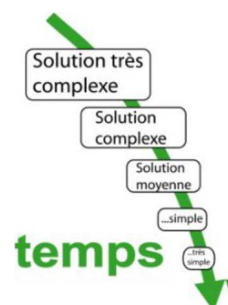
- 1 joule d'énergie finale = 2,8 joules d'énergie secondaire (à l'entrée de la centrale de production électrique) ;
- 1 MJ d'énergie finale émet 0,128 kg de CO<sub>2</sub>.



### II/ Réduction des coûts par la simplification des systèmes

Même si elles semblent évidentes après coup, les solutions les plus simples sont les plus difficiles à trouver.

Ces solutions débouchent sur des économies considérables de moyens en organisation et en production (matière, machines...), clé majeure de la compétitivité de nos entreprises.





Le temps passé à imaginer les solutions les plus simples est certainement l'investissement le plus rentable que l'on puisse imaginer.

Dans le cas d'un produit, le coût de gestion des références représente l'essentiel du coût de revient :

- conception ;
- consultations internes ou externes ;
- gestion de la référence ;
- négociation ;
- commande ;
- attente ;
- transport (gestion de la référence chez le fournisseur, chargement, transport...);
- réception physique + saisie de la réception ;
- stockage ;
- déstockage ;
- montage ;
- gestion de la référence dans le cadre de la maintenance.

Une clé majeure consiste donc à réduire le nombre de références composant un produit, un processus ou une organisation.

Réduire le nombre de référence a aussi un impact positif sur la fiabilité et la légèreté du système :

Analogy with a chain...



Simplicity = safety, costs and mass reduced

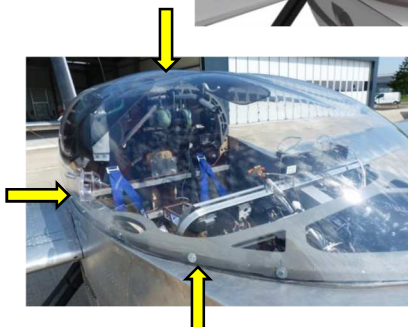
### III/ Les formes impossibles

Les produits réalisés en grandes séries (électroménager, voitures, appareils électroniques...) nous ont familiarisé avec des finitions irréprochables. Ceci est renforcé par les images numériques « parfaites » que nous obtenons avec nos logiciels de CAO.

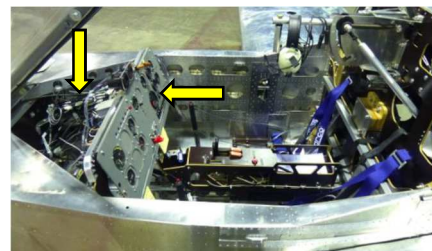
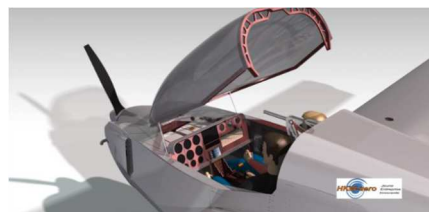
Mais qu'en est-il des produits réalisés en petites ou moyennes série ou en début de production ?

#### III.1/ Ajustement de forme 3D

Ajuster une forme 3D sur une autre forme 3D s'avère une tâche particulièrement difficile et coûteuse



#### III.2/ Objectif numérique et dure réalité



#### III.3/ Ajustement entre éléments mobiles

A l'écran tout est possible, mais...



### IV/Projets conceptuels et projets aboutis

Contrairement à un « projet conceptuel », un « projet abouti » nécessite de multiples reconception au fil du développement. Il est notamment nécessaire d'avoir une très bonne connaissance des moyens de productions en interne ou en sous-traitance.

Cet aspect concerne tout autant la résistance des matériaux et les méthodes de calculs associées.

Les essais imposés pour les engins de transport soulignent que le calcul n'est qu'une approximation de la réalité. Les essais consistent donc à vérifier le niveau de corrélation entre calculs et réalité avec pour effet de devoir imaginer en permanence des solutions correctives ou d'autres méthodes de calcul.



Les essais ont montré les limites du modèle

## V/ Gestions des versions, planification, gestion du temps

### V.1/ Gestion des versions

Les projets aboutis nécessitent de gérer l'évolution des versions, au fil d'un développement, des composants et des documents. Pour exemple, hors équipements embarqués, le drone avion développé dans le cadre des projets étudiants du CMI-ATE mobilise à ce jour plus de mille références documentaires ou physiques dont les versions sont individuellement toutes connues.

### V.2/ Planification

Les systèmes de transport sont par nature complexes et rencontrent en permanence des imprévus. Ceci nécessite de reconcevoir à tous moments les systèmes ou les méthodes de conception. Ce côté aléatoire rend une planification initiale détaillée non réaliste. Par contre, il est utile de planifier sommairement en se donnant des dates butées pour les grands sous-ensembles (aile, fuselage...).

### V.3/ Gestion du temps

Au-delà de la conception de la machine, il est indispensable de gérer au mieux le temps et les moyens humains et matériels disponibles afin d'atteindre l'objectif principal. A savoir, disposer du système dans

les temps prévus avec les performances souhaitées. Ceci nécessite à tout instant de :

- s'interroger sur les ressources humaines et matérielles disponibles ainsi que sur les coûts associés ;
- repérer ce qui est de premier ordre et de second ordre.

Dans ce contexte, il faut imaginer en permanence des « modes dégradés » acceptables afin de pouvoir atteindre l'objectif principal. C'est à dire à éviter le piège des « méthodes idéales » qui s'avèrent souvent énergivores sans bénéfices significatifs tout en dégradant le timing du projet donc son aboutissement.

## VI/Ce qui relie les voitures, les avions, les bateaux

### VI.1/ Critères de qualité

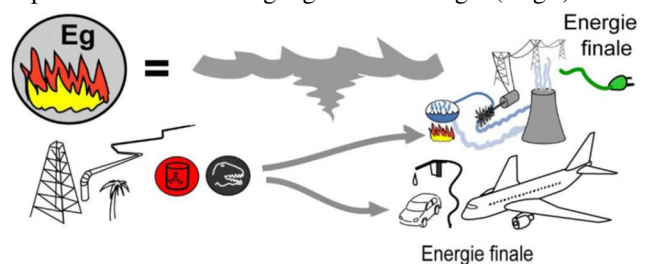
Il s'agit ici de présenter les critères de qualité qui régissent les consommations d'énergie de nos principaux moyens de transport.



L'énergie totale que va mobiliser un composant (pièce isolée ou sous ensemble) d'un moyen de transport quel qu'il soit est égale à la somme « énergie grise (Eg) nécessaire pour fabriquer le composant » + « énergie consommée (Ec) pour déplacer ce composant pendant sa durée de vie ».

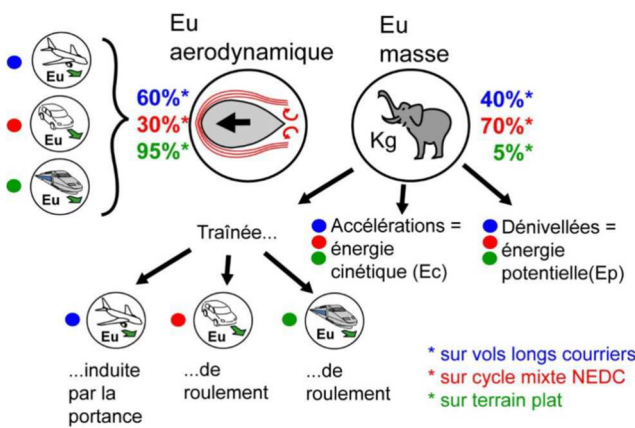
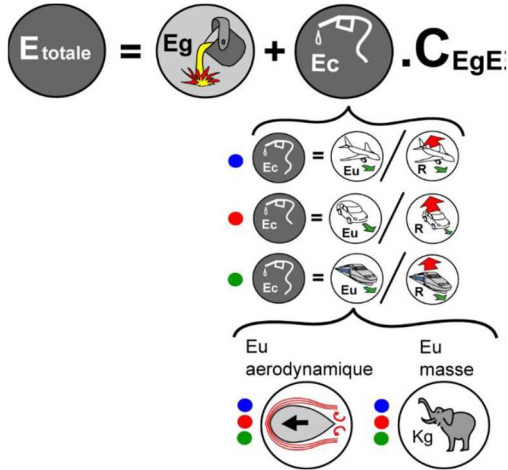
$$E_{\text{totale}} = E_{\text{g}} + E_{\text{c}}$$

Mais l'énergie grise concerne aussi l'énergie. Nous parlerons alors d'énergie grise de l'énergie (CegE).



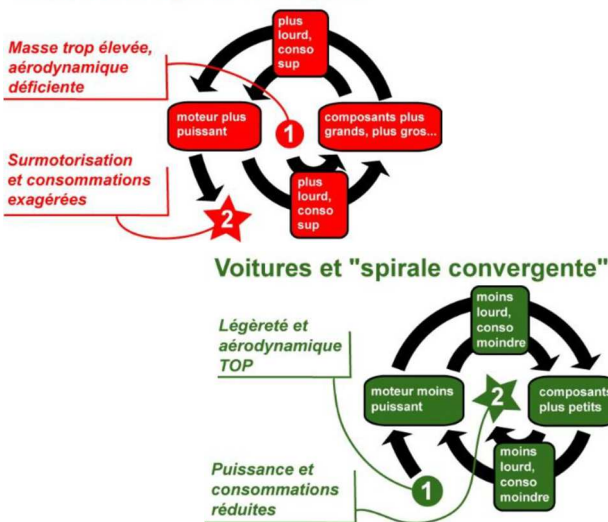
Aussi, quel que soit le moyen de transport, l'énergie utile (Eu) au déplacement a deux causes :

- l'aérodynamique,
- la masse.



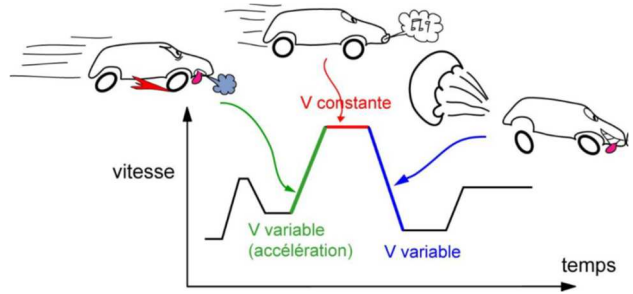
Les interactions sont multiples, ceci étant formalisé par le coefficient spirale (Cs) :

**Voitures et "spirale divergente"**

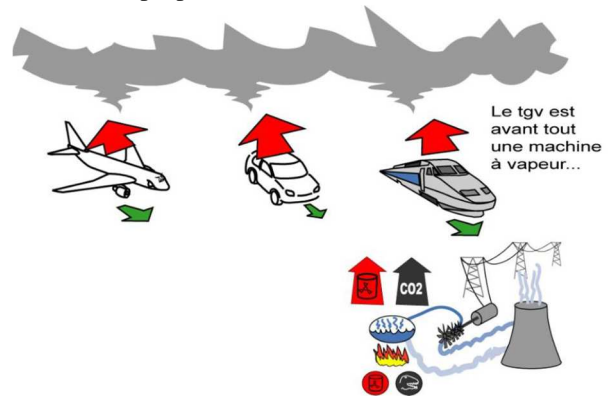


**VI.2/ Influence de l'utilisation**

Contrairement aux TGV et aux avions, nos voitures sont soumises à des variations permanentes de la vitesse et de la charge du moteur :



Reste à regarder aussi le rendement des machines et de la chaîne de propulsion :

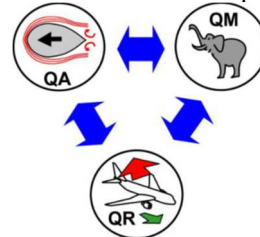


**VI.3/ Synthèse**

Nos moyens de transports quels qu'ils soient se caractérisent par 3 critères de qualité ayant chacun des limites propres au moyen de transport...



Rajoutons que ces trois critères de qualité sont liés :



**VII/ Zoom sur les matériaux performants et problématique du recyclage**

L'allègement est déterminant pour réduire le besoin en énergie de nos moyens de transport.

Il est donc intéressant de s'interroger sur l'amélioration de la qualité massique de nos moyens de transport afin de les alléger.

Les matériaux composites méritent quelques commentaires quant au potentiel d'allègement.

Prenons pour exemple un avion à dominante aluminium, le récent A330 neo :



Et le B787, un avion à dominante carbone. Quel est selon vous le bénéfice d'un avion tout carbone ?



Qualité massique "QM = masse à vide / masse au décollage".

Nous avons intérêt à avoir une QM la plus faible possible.

Tel que développé, la QM conditionne le besoin en puissance de l'aéronef, donc sa consommation.

- QM B787 (avion à dominante carbone) = 0,51 à 0,53 selon versions ;
- QM A350 (avion à dominante carbone) = 0,50 à 0,51 selon versions ;
- QM B777 (avion à dominante alu) = 0,51 ;
- QM A330 NEO (avion à dominante alu) = 0,47 à 0,53 selon versions.

Qu'en penser ? Et qu'en est-il du coût de développement de l'A330 neo / développement d'un avion carbone ?

Quant aux avions légers, les avions composites s'avèrent en moyenne sensiblement plus lourds que les avions en aluminium.

Reste d'autres problèmes, liés aux composites, sans réponses satisfaisantes aujourd'hui, notamment :

- l'obligation de recyclabilité d'au moins 95 % de la masse d'une voiture ;

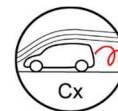
- tenue dans le temps des structures composites ;
- coûts de production très élevés des pièces composites.

## VIII/ Le cas particulier des voitures

La consommation de nos voitures a pour origine deux causes dominantes :

- la masse du véhicule ;
- son aérodynamique.

En usage ville route (cycle NEDC ou WLTC), la masse mobilise environ 70% de l'énergie, l'aérodynamique 30%.

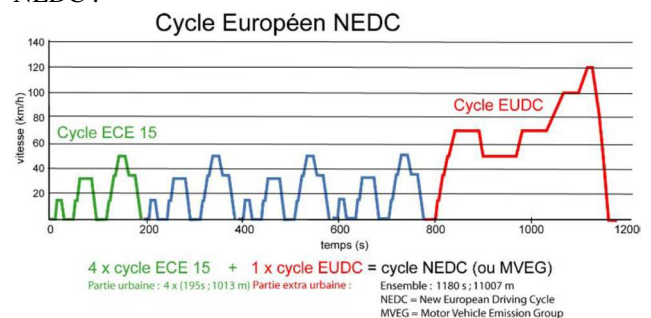


### VIII.1/ Énergie utile au déplacement d'une voiture

La détermination du rendement d'un véhicule (rv) nécessite de connaître son énergie consommée (Ec) et l'énergie utile (Eu) pour déplacer le véhicule.



Ec et Eu dépendent du type d'utilisation du véhicule. Nous devons donc faire référence à un cycle normalisé. Pour nos calculs, nous utilisons le cycle mixte ville route NEDC :



*\*Autre cycle utilisable : WLTC classe 3. Toutefois, le résultat final reste proche quel que soit le cycle retenu.*

A partir de l'équation de la puissance ci-dessous, il est possible d'obtenir l'énergie au déplacement

$$P_u = \frac{1}{2} \rho \cdot v^3 \cdot S \cdot C_x + C_r \cdot m \cdot g \cdot \cos \alpha \cdot v + m \cdot \gamma \cdot v + m \cdot g \cdot \sin \alpha \cdot v$$

➤ Pua : puissance utile aérodynamique

- **Pur** : puissance utile roulement, le cycle Européen page précédente ne comprend pas de montées, donc  $\cos\alpha = 1$
- **Pug** : puissance utile accélérations
- **Pum** : (puissance utile montées), le cycle Européen page précédente ne comprend pas de montées, donc ce terme = 0

L'intégration de la fonction puissance utile (Pu) en fonction de la variable temps nous donne la fonction énergie utile au déplacement (Eu) :

Détermination de l'énergie utile au déplacement (Eu) :

L'intégration de la fonction puissance utile (Pu) en fonction de la variable temps nous donne la fonction énergie utile (Eu) :

**vitesse constantes**  
 $\gamma = 0$

$$Eu = \sum_{m=1}^m \left[ \frac{1}{2} \rho \cdot S \cdot C_x \cdot v_{ca}^3 \int_{t_{m1}}^{t_{m2}} dt + Cr \cdot m \cdot g \cdot v_{ca} \int_{t_{m1}}^{t_{m2}} dt \right]$$

**Accélérations : vitesses variables**  
 $\gamma = \text{constante}$

$$Eu = \sum_{m=1}^m \left[ \frac{1}{2} \rho \cdot S \cdot C_x \int_{t_{m1}}^{t_{m2}} v_{v=f(t)}^3 dt + Cr \cdot m \cdot g \int_{t_{m1}}^{t_{m2}} v_{v=f(t)} dt + m \cdot \gamma_n \int_{t_{m1}}^{t_{m2}} v_{v=f(t)} dt \right]$$

**Décélérations : vitesses variables**  
 $\gamma = \text{constante}$

$$Eu = \sum_{m=1}^m \left[ \frac{1}{2} \rho \cdot S \cdot C_x \int_{t_{m1}}^{t_{m2}} v_{v=f(t)}^3 dt + Cr \cdot m \cdot g \int_{t_{m1}}^{t_{m2}} v_{v=f(t)} dt + m \cdot \gamma_n \int_{t_{m1}}^{t_{m2}} v_{v=f(t)} dt \right]$$

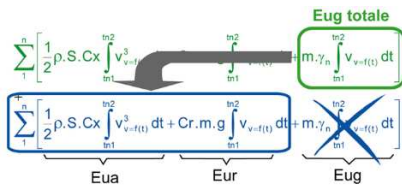
**Eug = 0 lors des décélération**

Eua
Eur
Eug

Energie pour vaincre la traînée aérodynamique (Eua)
Energie nécessaire pour vaincre la traînée de roulement (Eur)
Energie nécessaire pour accélérer (Eug)

© Michel Kieffer 2007/2017

Avec une digression intéressante sur la récupération d'Ec :



Nous pouvons ainsi formuler Eu très simplement et obtenons sur un cycle NEDC :

$$S = \text{surface frontale (m}^2\text{)}$$

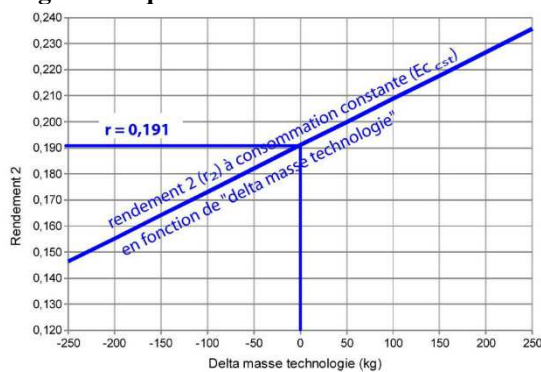
$$Cx = \text{coef efficacité aérodynamique}$$

$$Eu \text{ (MJ au cent)} = S \cdot Cx \cdot 19,2 + m \cdot (Cr \cdot 0,82 + 0,011)$$

$$m = \text{masse (kg)}$$

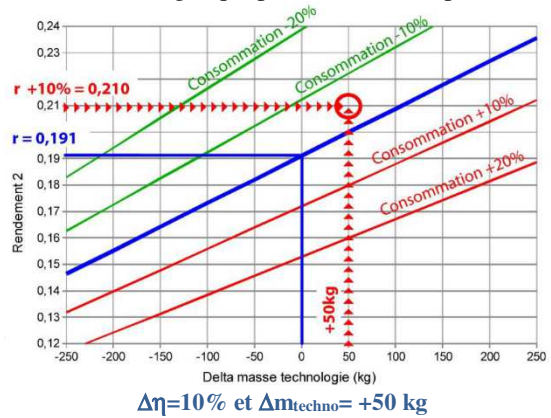
$$Cr = \text{coef résistance au roulement}$$

**Retenons que, sans aucune technologie particulière, tout véhicule récupère une part notable d'énergie cinétique lors des ralentissements.**



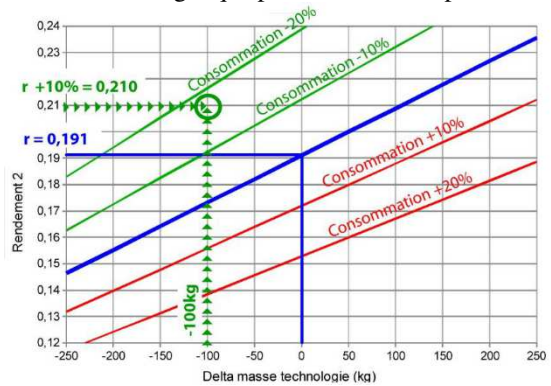
Le « poids » de la technologie

Une augmentation de +10% sur le rendement combiné à une augmentation de masse du véhicule ( $\Delta m_{\text{techno}} = +50\text{kg}$ ) nécessaire pour cette amélioration de rendement engendre une **réduction de -4%** sur la consommation énergétique pour réaliser le déplacement.



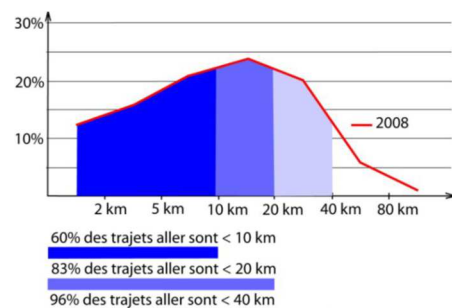
$\Delta\eta = 10\%$  et  $\Delta m_{\text{techno}} = +50 \text{ kg}$

Par contre, une élévation de +10% sur le rendement combiné à une diminution de masse du véhicule ( $\Delta m_{\text{techno}} = -100\text{kg}$ ) nécessaire pour cette amélioration de rendement engendre une **réduction de -17%** sur la consommation énergétique pour réaliser le déplacement.



$\Delta\eta = 10\%$  et  $\Delta m_{\text{techno}} = -100 \text{ kg}$

L'analyse des déplacements journaliers du domicile au travail est donnée dans « Résultats et études de l'enquête ENTD 2008<sup>1</sup> ». Ces résultats seront actualisés en 2021.



- 60% des trajets aller sont < 10 km
- 83% des trajets aller sont < 20 km
- 96% des trajets aller sont < 40 km

Déplacements journaliers domicile travail

<sup>1</sup> <https://www.statistiques.developpement-durable.gouv.fr/enquete-sur-la-mobilite-des-personnes-2018-2019>

Quelle est la pertinence d'une voiture coûteuse et d'une masse de 1000 à 2000 kg pour déplacer 1,1 occupant sur une distance réduite ?



×1,4 tous usages confondus en 2008 (1,5 en 1995)

×1,1 tous usages confondus en 2008

Source : Service de l'observation et des statistiques Etude sur « La mobilité des Français, Panorama issu de l'enquête Nationale transports et déplacements 2008 www.developpement-durable.gouv.fr

**Taux d'occupation moyen des véhicules**

Il existe actuellement quelques réponses à cette problématique de la part des constructeurs.



Voici une réponse originale associée à des cellules photovoltaïques :

Masse batteries LiFePo

28 kg ⇒ 50 km      89 km      7,5 h

20 kg ⇒ 35 km      62 km      5,3 h

© Michel Kieffer 2016

Ce modèle nous permet de déterminer le « coefficient spirale (Cs) » d'une voiture et les fonctions Mv, Mb, Mt en fonction de la distance franchissable d'un véhicule électrique type :

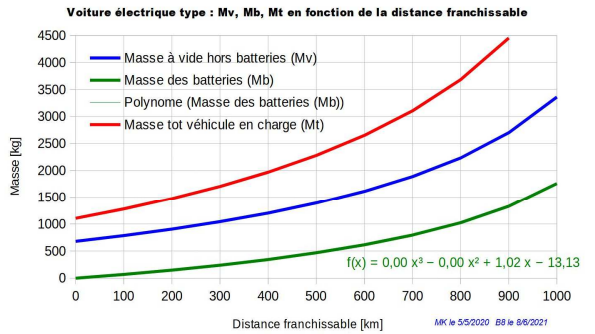
	Delta Mu	Masse totale Mt	Coef spirale Cs
Mu - 100 kg	-100	382,6	3,10
Mu - 50 kg	-50	537,7	3,10
Mu initiale 200 kg	0	692,7	/
Mu + 50 kg	50	847,8	3,10
Mu + 100 kg	100	1002,9	3,10

MK le 5/5/2020 B8 le 8/6/2021

**Coefficient spirale (Cs)**



Il est aussi utile de regarder l'évolution de la masse d'une voiture électrique de type Mv, Mb, et Mt en fonction de la distance franchissable :



Les fonctions ci-dessus sont établies à une vitesse constante de 70 km/h. Toutefois, les autonomies sont peu impactées par un cycle d'usage de type NEDC ou WLTC dans la mesure où les véhicules électriques récupèrent l'essentiel de l'énergie cinétique lors des ralentissements et l'essentiel de l'énergie potentielle lors des descentes.

**Fonctions Mv, Mb et Mt = f(distance franchissable)**

**IX/Un modèle de dimensionnement des voitures**

Le modèle ci-dessous nous permet de déterminer la masse de batteries, la masse totale du véhicule, la puissance installée d'un véhicule quel qu'il soit, et ce, en fonction des caractéristiques initiales du véhicule.

Nous étudierons pages suivantes différents véhicules électriques à destination d'un usage plutôt route.

Pré-dimensionnement						Prédim modèle 1						MK_prédim_auto_B8											
CMATE diploce 354 km						Ompl = (Mv-Mb)/Md = 0,598																	
0,598	QMMm	0,6109	SCX			Booeeeee entrée																	
0,598	Qualité massique hors mot	0,6109	Cr			Valeurs auto calculées																	
												Valeurs auto référence						Delta voiture calculées / valeurs auto référence					
0	Hauteur croisiers (Z) [km]																						
16,44	Vcros	[(Zr)/lms + 0,05]																					
0,95	Rendement chaîne de transmission (R)		0,95																				
Il s'agit de Mu à autonomie max correspondante																							
Masse moteur (Rm)																							
Rm	V Temps de vol (TdV)									Puissance utile pour vaincre la traînée parasite (Pa)													
V	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa						
V	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa						
V	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa	Pa						
Rm	TdC	Msp	Cap	TGV	Rb	Me	Mt	Pa	Pr	Rq	Pmote	deltar	Pdis	Pdis	deltar	Pdis	deltar						
[kg/m3]		[kg/kWh]	[kg/kWh]	[kg]	[l]	[kg]	[kg]	[kW]	[kW]	[kW]	100	1000	<P initiales		deltar		deltar						
[1,225]	#ref	0,340	7,600	347	5,5	4169	4369	11873	0,49	20,04	21,61	220,53											
1,225	0,098	0,340	7,600	75	5,5	901	conao	1161	2611	0,49	5,00	5,78	58,95	762									
1,225	0,098	0,340	7,600	20	5,5	241	aux cent	441	1141	0,49	1,96	2,68	26,31	33									
1,225	0,098	0,340	7,600	6	5,5	107	an	307	783	0,49	1,94	1,93	19,72	7									
1,225	0,098	0,340	7,600	7	5,5	81	kg bat	281	711	0,49	1,22	1,80	18,38	1									
1,225	0,098	0,340	7,600	6	5,5	75		279	696	0,49	1,20	1,78	18,11	0									
1,225	0,098	0,340	7,600	6	5,5	74		274	693	0,49	1,19	1,77	18,06	0									
1,225	0,098	0,340	7,600	6	5,5	74		274	693	0,49	1,19	1,77	18,05	0									
1,225	0,098	0,340	7,600	6	5,5	74		274	693	0,49	1,19	1,77	18,05	0									
1,225	0,098	0,340	7,600	6	5,5	73,7		274	692,7	0,49	1,19	1,77	18,05	0									
valeurs véhicule référence																							
delta valeur calculée / réf																							
CMATE diploce 354 km	#DIV0!	-77,3%																					
						Masse à vide (Mv) =																	
						Mt référence =																	

Type véhicule	Dfr = distance franchissable véhicule				Mt = masse totale max véhicule			
	v	Mu = masse utile	Mb = masse batteries	Delta Mb	v	Mt	Mb 100 km	Delta Mb au cent
	km	kg	kg	%	kg	kg	%	
Véhicule Electrique Type (VET) offre 2020, 384 km	384	425	325	-	1925	84,7	-	
CMI-ATE monoplace 120 km	120	100	11	-97	282	9,1	-89	
CMI-ATE monoplace 384 km	384	100	40	-88	356	10,5	-88	
CMI-ATE biplace 384 km	384	200	74	-77	693	19,2	-77	
CMI-ATE biplace 600 km	600	200	133	-59	841	22,1	-74	
CMI-ATE biplace 80 km - groupe électrogène	80	240	15	-96	645	19,3	-78	

Les caractéristiques ci-dessus sont établies à une vitesse constante de 70 km/h. Toutefois, les autonomies sont peu impactées par un cycle d'usage de type NEDC ou WLTC dans la mesure où les véhicules électriques récupèrent l'essentiel de l'énergie cinétique lors des ralentissements et l'essentiel de l'énergie potentielle lors des descentes.

Comparaison de véhicules

Les caractéristiques ci-dessus sont établies à une vitesse constante de 70 km/h. Toutefois, les autonomies sont peu impactées par un cycle d'usage de type NEDC ou WLTC dans la mesure où les véhicules électriques récupèrent l'essentiel de l'énergie cinétique lors des ralentissements et l'essentiel de l'énergie potentielle lors des descentes.

Les diminutions des besoins en énergies sont spectaculaires.

Quant à l'aspect monoplace ou biplace, clé importante de la réduction des dimensions et de la masse donc de la réduction du besoin en énergie, nous avons vu que le taux d'occupation des véhicules lors des déplacements journaliers est aujourd'hui de 1,1 occupants par voiture.

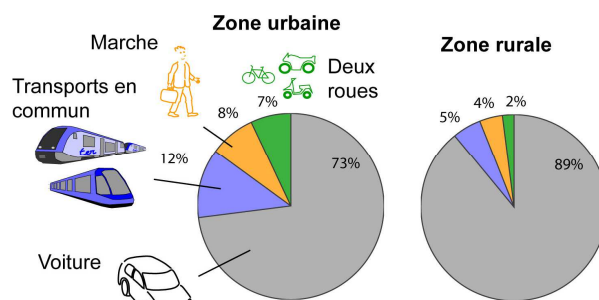
L'argument « Il faut une voiture 4 places pour emmener mes enfants à l'école » est à mettre en parallèle avec la proximité des écoles des lieux d'habitation et avec la période "enfants accompagnés à l'école" limitée dans nos vies.

De même, l'argument « est-il intéressant de disposer de deux véhicules, l'un très économique et l'autre classique plutôt qu'un unique véhicule ? » nécessite de comparer les coûts annuels des deux formules :

- deux véhicules, dont un véhicule très économique pour 90% des déplacements, l'autre classique (énergivore et nettement plus coûteux) pour les 10% de déplacements restants
- un unique véhicule classique énergivore et de coût élevé pour 100% des déplacements.

Aussi, les véhicules individuels ont-ils toujours leur place dans nos sociétés ? Les besoins de souplesse et d'accès aux transports en commun ne sont pas les mêmes selon les zones d'habitation :

Modes de déplacements domicile-travail en Alsace :



Modes de déplacements domicile-travail en Alsace

Dans le cadre des projets du CMI-ATE, de tels concepts de véhicules routiers ultra économiques sont dérivés du véhicule ci-contre destiné aux compétitions Shell Eco Marathon et EducEco :

- Contrairement aux projets Eco ;
- Marathon Shell ou EducEco dont la vitesse est limitée à 35 km/h, les dérivés sont plus véloce et prennent en compte la protection des occupants en cas d'accident et les contraintes de design pour une question d'attractivité.



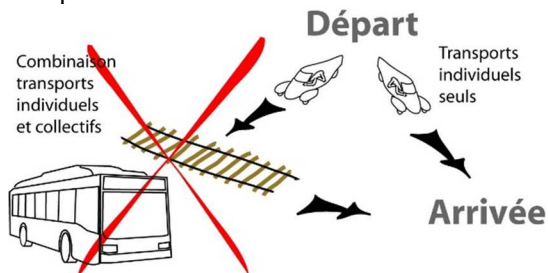
Tout en étant beaucoup plus économiques à produire y compris en petite série, les projets de l'UFR-SITEC et de l'IUT de véhicules ultra économiques sont proches d'autres « avions sans ailes » tels la récente Aptera ou de l'ancienne Mathis VEL 333 (3 roues, 3 places, 3 litres au cent à une époque où les voitures consommaient 4 fois plus...) :



Ces deux derniers véhicules sont par contre bien plus coûteux à produire : formes non développables pour la Mathis VEL 333 et composite pour l'Aptera.

A noter qu'une unique roue à l'arrière n'engage en rien la stabilité en virage sous réserve d'étudier ce sujet lors de la conception (cf. étude EcoCar en cours et l'étude de la stabilité en virage de la Mahis VEL 333 par exemple).

Nous pouvons aussi souligner que nos véhicules optimisés sont plus rapides et plus économiques que le mix transports en commun + véhicules individuels



De tels projets, avec leurs dimensions industrielles et accessibles à tous, positionnent l'université en tant que précurseur de concepts ultra économiques autant à l'achat qu'à l'usage.

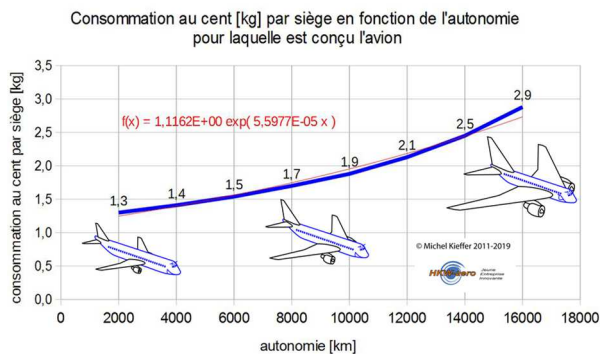
Ceci n'a pas beaucoup d'écoute aujourd'hui, mais qu'en sera-t-il demain lors des prochaines crises énergétiques et climatiques à venir (à l'identique de la crise COVID actuelle) ?

D'où l'intérêt que nous réfléchissions à ces concepts de véhicules dans le cadre de nos projets.

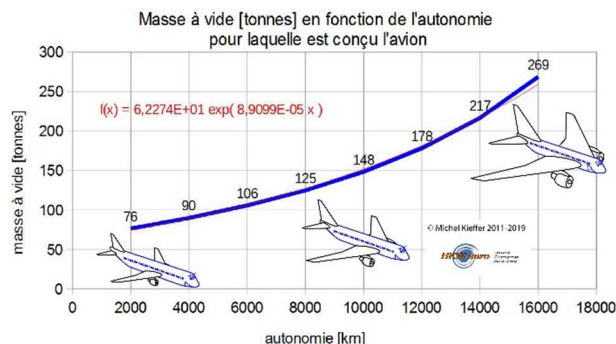
### X/ Digressions dans le domaine des avions et des Bateaux

#### X.1/ Qu'en est-il des avions ?

Avion type A330 ou B777 dimensionné selon son autonomie maximale :



#### Impact de l'autonomie et de la vitesse

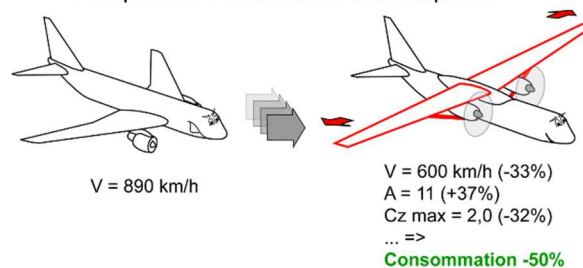


Ceci traduit le coût énergétique considérable pour transporter la masse de carburant nécessaire pour aller loin, et ce, à l'identique des voitures électriques.

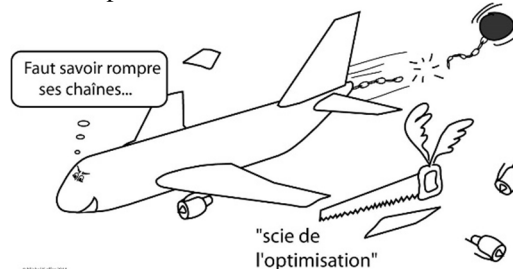


Si on optimise notre avion type à autonomie constante (9000 km) mais avec une vitesse de 600 km/h abouti à :

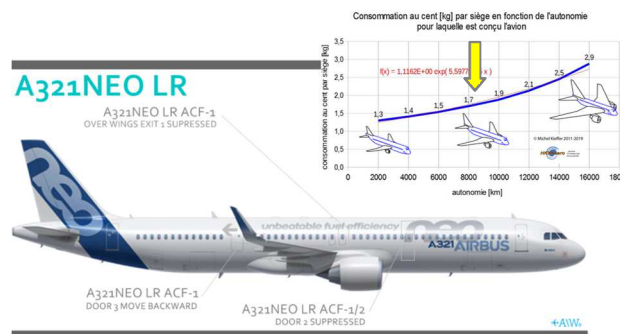
A capacités et autonomies identiques...



Résumons, un avion long-courrier ne peut pas être optimal compte tenu de sa variation de masse.

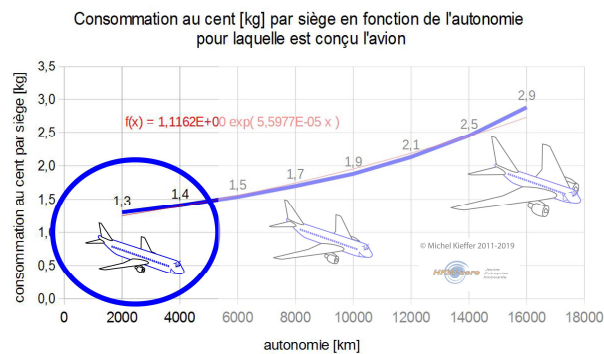


L'A321 Long Range, un « coup de maître » d'Airbus !



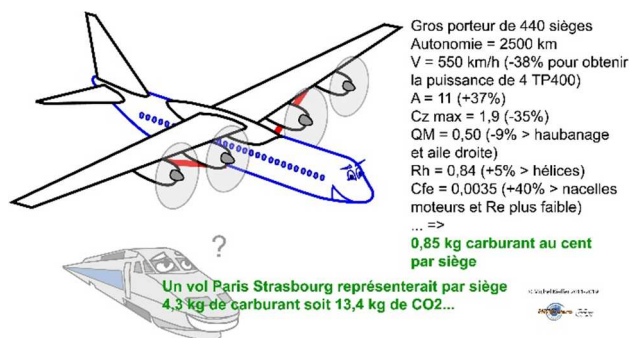


Et peut-être des futurs Airbus gros porteurs courts courriers pour concurrencer le TGV ?



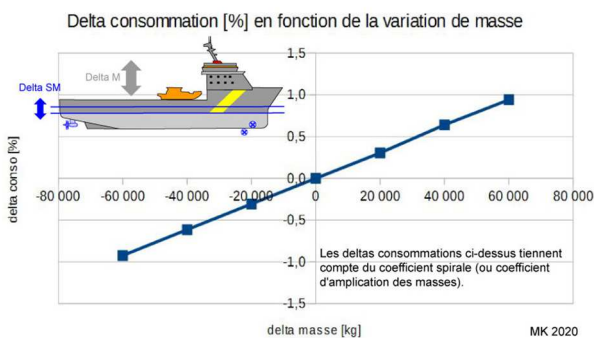
Gros porteur de 440 places optimisé pour des vols de 2500 km max => 1,33 kg de carburant au cent par siège. Un vol Paris Strasbourg représenterait 6,6 kg de carburant soit 21 kg de CO2 par siège...

Une autre solution qui peut être plus adaptée, c'est combiner la réduction de la vitesse et de l'autonomie tout en améliorant le rendement de propulsion puis optimiser l'avion en conséquence.



### X.2/ Qu'en est-il des bateaux ?

Nous obtenons :



### XI/Conclusion

La « voiture du futur » permet d'envisager sereinement nos déplacements à venir et, curieusement, sans recourir systématiquement aux transports en commun.

Ce futur passe probablement plus par une spécialisation des véhicules selon leur usage que par des

technologies lourdes et coûteuse. Alléger est d'autant plus aisé que le taux d'occupation des véhicules est particulièrement bas.

Ceci ne remet pas en cause l'usage d'un véhicule plus gros pour les déplacements de type vacances par exemple, mais un petit véhicule, en plus de son économie intrinsèque, évite d'user inutilement un coûteux véhicule classique.

Quant aux voitures électriques, l'essentiel est de ne pas tomber dans le piège d'électrifier nos voitures actuelles très surdimensionnées pour nos déplacements journaliers, ceci autant en nombre de places qu'en autonomie.

Alors qu'un petit véhicule biplace dont l'autonomie est suffisante pour les besoins journaliers de 90% des usagers se contente de 20 à 30 kg de batteries.

De même, quelques pistes se dégagent pour les avions de transport. A savoir tout d'abord optimiser les avions pour des vitesses et des autonomies plus réduites, ensuite prendre en compte les nouvelles énergies envisageables (H2...).

### XII/ Projets étudiants industrialisés à fins de formation

Exemples d'études et de projets industriels aboutis réalisés par des étudiants

#### XII.1/ Quelques études dans le domaine des transports

- sujets à dominante auto : <https://www.hkw-aero.fr/energies.html> ;
  - sujets à dominante aéro : <https://www.hkw-aero.fr/generalites.html> ;
  - réflexions sur la réduction des coûts par la simplification des systèmes, extrait : [https://www.hkw-aero.fr/pdf/MK\\_Czmax\\_avions\\_de\\_transport.pdf](https://www.hkw-aero.fr/pdf/MK_Czmax_avions_de_transport.pdf) ;
  - avions hybrides à moteurs non liés : [https://www.hkw-aero.fr/MK\\_avions\\_hybrides.pdf](https://www.hkw-aero.fr/MK_avions_hybrides.pdf) ;
  - propulsion électrique des avions : [http://www.hkw-aero.fr/pdf/MK\\_avions\\_electriques.pdf](http://www.hkw-aero.fr/pdf/MK_avions_electriques.pdf) ;
  - bateaux : détermination d'une méthode de dimensionnement des bateaux : [http://www.hkw-aero.fr/MK\\_impact\\_masse\\_OSv.pdf](http://www.hkw-aero.fr/MK_impact_masse_OSv.pdf)
- Cette méthode ouvre la porte à une étude sur les assistances éoliennes pour la propulsion des cargos (cylindres tournants, voiles sur enrouleurs, voiles type ailes d'avion, train de cerf-volants...) ;
- biomimétisme : modélisation du vol et de la propulsion des oiseaux : [http://www.hkw-aero.fr/pdf/MK\\_chouette.pdf](http://www.hkw-aero.fr/pdf/MK_chouette.pdf) ;
  - analyse du vol à propulsion humaine : [http://www.hkw-aero.fr/pdf/MK\\_avions\\_propulsion\\_humaine.pdf](http://www.hkw-aero.fr/pdf/MK_avions_propulsion_humaine.pdf) ...

## XII.2/ Projets aboutis réalisés par les étudiants en 2020 et 2021

Présentation de la réalisation du drone avion 2021, du drone électro solaire, de l'Ecocar et des essais en vol du drone avion 2020. Tous projets réalisés au fil de l'année et dans le cadre de stages étudiants : [https://www.hkw-aero.fr/mix\\_films\\_avions\\_CMI.mp4](https://www.hkw-aero.fr/mix_films_avions_CMI.mp4)

Processus de conception d'avions légers :

[https://www.hkw-aero.fr/MK\\_synthese\\_conception\\_avion\\_CMI-ATE.pdf](https://www.hkw-aero.fr/MK_synthese_conception_avion_CMI-ATE.pdf)



## XII.3/ Drone "lourd" 2021

Vidéo sur le premier vol d'un nouvel avion conçu et produit en quelques mois dans un esprit de réduction par la simplification des systèmes. Pour exemple, une machine s'assemble en une semaine à deux étudiants.

Premier vol réalisé vendredi 2 juillet 2021 :

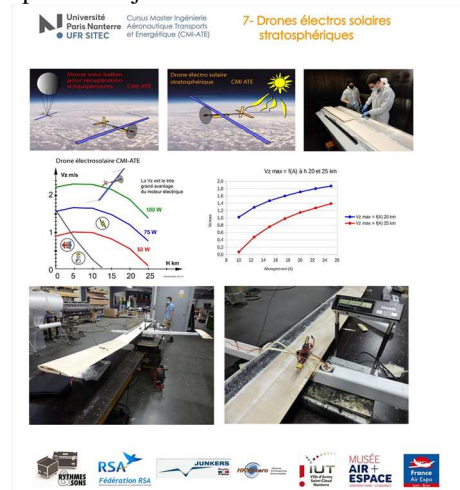
[https://www.hkw-aero.fr/MK\\_premier\\_vol\\_avion\\_3\\_CMI.mp4](https://www.hkw-aero.fr/MK_premier_vol_avion_3_CMI.mp4)

La partie alimentation (cellules photovoltaïques pour l'avion électro solaire), motorisation, câblage, télémétrie, transpondeur, autopilote, GPS, anémométrie, capteurs d'accélération, capteurs de température, gyroscopes, récepteur, contrôleur, antennes, servocommandes... des machines fera l'objet d'une prochaine vidéo. Ceci souligne le côté résolument pluridisciplinaire (électronique, énergétique et mécanique) de ce type de projet.

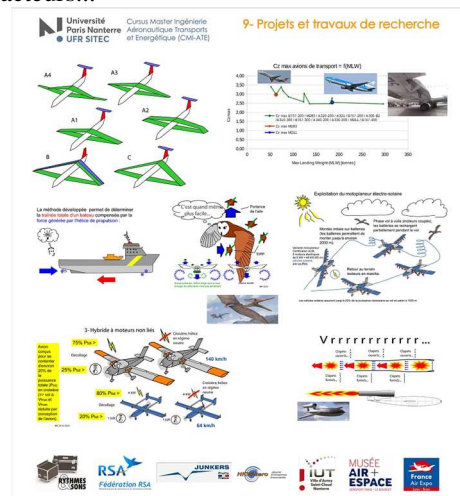


Précédemment, ces avions et autres projets sont aujourd'hui des plateformes qui sont en constante évolution. Pour exemple, les étudiants préparent plusieurs dérivés de ces machines.

Le démonstrateur (drones électro-solaires) a réalisé ces premiers vols en juin 2021, une vidéo sera mise en ligne ces prochains jours.



D'autres études sont en cours notamment sur les avions H<sub>2</sub>, la modélisation de la propulsion des avions, la propulsion distribuée, les ailes rhomboïdales, la modélisation des bateaux, les drones sous-marins, les pulsoréacteurs...



Ces projets débouchent sur de nombreux cours délivrés au fil des projets.

[https://www.hkw-aero.fr/MK\\_diagnostics\\_en\\_vol\\_CMI-ATE.pdf](https://www.hkw-aero.fr/MK_diagnostics_en_vol_CMI-ATE.pdf)

## L'AMPERE ET LES UNITES ELECTRIQUES : DE L'ELECTRODYNAMIQUE A LA MECANIQUE QUANTIQUE

WILFRID POIRIER

Laboratoire National de métrologie et d'essais  
29 avenue Roger Hennequin, 78197 Trappes, France

**Résumé :** La métrologie moderne, fruit de la révolution française, vise à fournir des références universelles des grandeurs physiques pour favoriser les échanges scientifiques, industriels et commerciaux. A la fin du 19<sup>ème</sup> siècle, la formidable croissance de l'industrie électrique a conduit les métrologues à compléter le système des unités mécaniques par une unité électrique, l'ampère, dont le nom fut choisi en l'honneur du découvreur du courant électrique et de ses propriétés électrodynamiques, André-Marie Ampère. Mais ce n'est qu'en 1948 que sa définition est fondée sur la loi d'Ampère et la fixation de la constante magnétique du vide, initiant ainsi une nouvelle évolution du système d'unités. En 2019, une révision historique du Système International d'unités (SI) est mise en œuvre. Débarrassé des artefacts, il est désormais fondé sur les constantes de la nature. La nouvelle définition de l'ampère établie à partir de la charge élémentaire permet désormais d'exploiter au mieux certains phénomènes quantiques et les découvertes scientifiques les plus récentes pour améliorer la mesure des grandeurs électriques et de celles qui en dépendent, et ce, au profit des utilisateurs.

### I/ La métrologie moderne

La métrologie moderne est née de la révolution française. Une des doléances exprimées par les citoyens à l'occasion des états généraux concernait en effet une demande d'uniformisation des poids et mesures (fig.1).

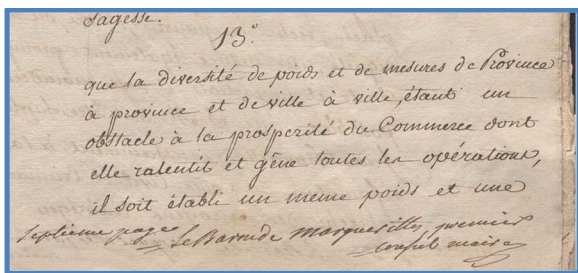


Fig.1 : Extrait du cahier de doléances de Nîmes (1789). Arch. dép. du Gard : C 1196.

Il existait alors plus de 800 mesures en usage en France : perche, toise, pied, pouce, aune, muid, setier, boisseau, pinte, livre, once, grain, cannes, etc. Cette pléthore de mesure compliquait considérablement les échanges commerciaux. Sous l'impulsion de l'académie des sciences et des physiciens tels Lagrange, Laplace, Monge, mais aussi Borda et Lavoisier, la révolution répond à cette demande d'universalisme par l'adoption du système métrique le 1<sup>er</sup> août 1793. Le mètre devient l'unité de longueur, et est défini comme étant la dix-millionième partie du quart du méridien terrestre. Le décret du 7 avril 1795 vient ensuite établir le système métrique décimal [1]. Sept années de travaux furent cependant nécessaires à Delambre et Méchain pour étalonner la toise par rapport au mètre par le biais de

mesures de triangulation qui s'étendaient de Dunkerque à Barcelone. Enfin, le 22 juin 1799, les étalons de poids et de longueur, donc le mètre, dit des Archives purent être adoptés [2]. L'internationalisation des unités s'est concrétisée en 1875 par la signature de la convention du mètre [3] par dix-huit pays et par la création du Bureau international des poids et mesures, BIPM, chargé de conserver les étalons internationaux de masse et de longueur. Il prend place au pavillon de Breteuil en France. En 1889, a lieu la première Conférence Générale des Poids et Mesures (CGPM) [4]. De nouvelles définitions des unités de masse et de longueur sont alors adoptées, à l'unanimité, comme il sera de coutume pour toutes les résolutions signées lors de ces conférences.

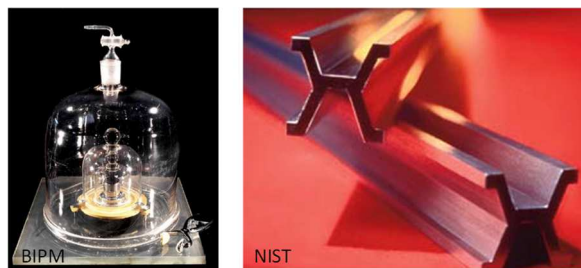


Fig.2 : Le Prototype International du kilogramme (à gauche) et le mètre étalon (à droite) adoptés en 1889 lors de la première CGPM.

Ces définitions sont matérialisées par des étalons : le prototype international du kilogramme (PIK), dit le grand K, et le mètre étalon dont la définition précise

désormais la température de la glace fondante pour son utilisation (fig.2).

### III/ La fée électricité

L'électricité dont certaines manifestations étaient connues des hommes depuis longtemps, telles que la foudre ou le magnétisme des aiguilles de la boussole, ne se voit caractérisé par des grandeurs physiques qu'à partir du 18<sup>ème</sup> siècle [5]. On citera la charge électrique qui se manifeste dans la balance de Coulomb en 1785 et la tension électrique aux bornes de la pile de Volta en 1800. Mais c'est en 1820 que la grandeur « courant électrique » est découverte par André-Marie Ampère à la suite de l'expérience clef d'Ørsted démontrant la déviation de l'aiguille d'une boussole orthogonalement au passage « d'électricité » dans un fil [6]. Acceptant cette révélation que magnétisme et électricité sont intrinsèquement liés, il identifie cette nouvelle grandeur physique et découvre les propriétés électrodynamiques en s'appuyant sur des expériences de principe et en usant des méthodes de détection [7] de « zéro » qui sont aujourd'hui au cœur des comparaisons métrologiques. C'est le point de départ d'innovations liées à l'électricité, portées par des ingénieurs et des inventeurs, qui vont stimuler une seconde révolution industrielle à la fin du 19<sup>ème</sup> siècle. On citera la dynamo électrique de Werner von Siemens, le téléphone de Graham Bell, l'éclairage électrique avec l'ampoule d'Edison, le moteur électrique synchrone de Nikola Tesla ou bien le cinématographe des frères Lumière. La première ville française, Bellegarde, est éclairée à l'électricité en 1884 sous l'impulsion de l'ingénieur Louis Dumond. De leur côté, les scientifiques poursuivent leurs avancées. Maxwell synthétise toutes les propriétés électromagnétiques du vide dans un jeu d'équations qui feront apparaître les constantes magnétique et électrique du vide ainsi que la vitesse de la lumière.

### III/ Genèse de la métrologie électrique

Porté par cette effervescence scientifique et technique, se tient le premier congrès international des électriciens en 1881, à Paris. Il rassemble autant de scientifiques émérites que d'ingénieurs marquants : Sir William Thomson, Werner von Siemens, Mascart, Lord Rayleigh, Becquerel, Fizeau, Helmholtz, Kirchhoff, et cetera... Un des sujets du congrès concerne les unités électriques. Les scientifiques désirent un système d'unités proches de la science et les ingénieurs veulent plutôt des étalons pratiques. Les résolutions adoptées seront le fruit d'un compromis [8]. La cinquième résolution attribue le nom Ampère à l'unité de courant qui est défini comme le courant produit par un volt dans un ohm. Des définitions du coulomb et du farad sont également établies. A la demande de Mascart, Sir William Thomson est chargé d'expliquer le sens de ces résolutions. Celui-ci précise que les unités fondées sur les unités fondamentales CGS ne seraient pas pratiques,

certaines étant trop grandes, d'autres trop petites, et que donc, il a paru nécessaire d'en avoir des représentations concrètes, par le biais d'un étalon de résistance défini par une colonne de mercure.

gnier et les rendre accessibles. La Commission, désireuse de rattacher au système les noms d'Ampère, le fondateur de l'électro-dynamique, et de Coulomb, à qui l'on doit les premières déterminations et le fondement de la science de l'électro-statique, propose de donner les noms d'ampère et de coulomb aux mesures de courant et de quantité d'électricité. Enfin le nom de Faraday sera aussi conservé dans le farad, comme mesure de capacité.

Fig.3 : Extrait des Comptes Rendus des travaux du Congrès International des Electriciens, Paris, 1881 [8].

Il justifie également les noms des savants attribués aux unités électriques. André-Marie Ampère est reconnu comme le fondateur de l'électrodynamique (fig. 3) !

La première CGPM se tient en 1889 mais les unités électriques n'y sont pas traitées ; ce travail restant au soin de la conférence internationale des électriciens. En revanche, en 1913, à l'occasion de la 5<sup>ème</sup> CGPM, le système M.K.S (Mètre, Kilogramme, Seconde) est adopté et les unités électriques sont redéfinies [9]. L'unité d'intensité de courant est l'Ampère international. Il correspond au courant uniforme qui, conformément à la spécification donnée, dépose 0,00111800 gramme d'argent par seconde, par électrolyse d'une solution aqueuse de nitrate d'argent. Cette unité représente pratiquement le courant invariable qui, passant dans un conducteur dont la résistance est 1 ohm international, dissipe sous forme de chaleur la puissance de 1 watt. C'est une unité dérivée. La seule unité électrique de base est L'ohm international qui est toujours définie à partir d'une colonne de mercure. Les unités dites « absolues » C.G.S sont donc abandonnées pour les unités électriques. En 1927, le BIPM est chargé de conserver les étalons électriques et de réaliser les comparaisons avec les étalons nationaux [10]. Cela répond au besoin croissant de références électriques lié au développement de l'industrie électrique. En 1933, la volonté est exprimée de substituer aux unités dites internationales des unités plus fondamentales ! Mais la guerre reporte cette ambition. C'est en 1948, que le système M.K.S.A [11], essentiellement développé d'après les travaux de Giovanni Giorgi, est adopté : l'ampère devient l'unité de base électrique avec une définition fondée sur la force d'ampère. Une généralisation est faite en 1960 avec l'adoption du système international d'unités (SI) fondé sur sept unités de base, dont l'ampère [12].

### IV/ L'ampère dans le SI (1948-2019) : triomphe de l'électrodynamique

Depuis 1960, le SI [13], qui est un système cohérent et irréductible d'unités, évolue au gré des découvertes scientifiques (fig.4). Jusqu'à la veille de l'application de la révision historique décidée lors de la 26<sup>ème</sup> CGPM, le kilogramme était toujours défini par le PIK fabriqué en 1889. En 1967, les progrès en physique atomique ont permis de définir la seconde en fixant la fréquence de la

transition énergétique entre deux niveaux du césium 133. En 1983, la maîtrise de la physique des lasers a permis de définir le mètre en fixant la valeur de la vitesse de la lumière. Quant à l'unité de courant électrique, elle était définie depuis 1948 d'après la force d'Ampère et la fixation de la constante magnétique du vide  $\mu_0=4\pi\times 10^{-7}$  N/A<sup>2</sup> : l'ampère est l'intensité d'un courant constant qui, maintenu dans deux conducteurs parallèles, rectilignes, de longueur infinie, de section circulaire négligeable et placés à une distance de 1 mètre l'un de l'autre dans le vide, produirait entre ces conducteurs une force égale à  $2\times 10^{-7}$  newton par mètre de longueur. Par ailleurs, le volt est défini à partir du watt et de l'ampère, et l'ohm à partir du volt et de l'ampère en appliquant la loi d'Ohm. Cette définition de l'ampère fut la première à être fondée sur la fixation d'une constante de la nature, ce qui la rendait plus universelle. Remarquons également que les unités électriques étaient donc définies à partir des unités mécaniques, ce qui impliquait que leurs réalisations fussent fondées sur des expériences électromécaniques.

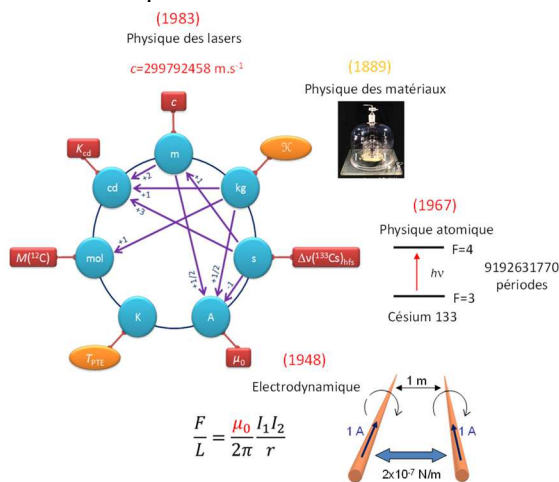


Fig.4 : Le SI avant la révision adoptée lors de la 26<sup>ème</sup> CGPM.

L'ampère fut réalisé par des applications plus ou moins directes de sa définition à partir de  $\mu_0$ . La figure fig.5a) présente une balance de l'ampère. Ce type de balance permettait la comparaison de la force magnétique exercée entre deux bobines concentriques traversées par un courant et le poids d'une masse dans le champ de gravité [14]. Mais les incertitudes atteintes ne diminuèrent pas en dessous de quelques  $10^{-6}$ , en valeur relative. La définition de l'ampère validant toute la théorie de l'électromagnétisme, le volt fut alors réalisé, avec des incertitudes plus faibles à partir de la constante électrique du vide  $\epsilon_0=1/\mu_0 c^2$  par la mise en œuvre d'une balance qui comparait la force électrostatique aux bornes d'une capacité et un poids. Ensuite, le farad put être réalisé avec des incertitudes relatives encore plus faibles, de quelques  $10^{-8}$ , en utilisant un étalon calculable de capacité de Thompson-Lampard [15] fondé sur un théorème mathématique (fig.5b).

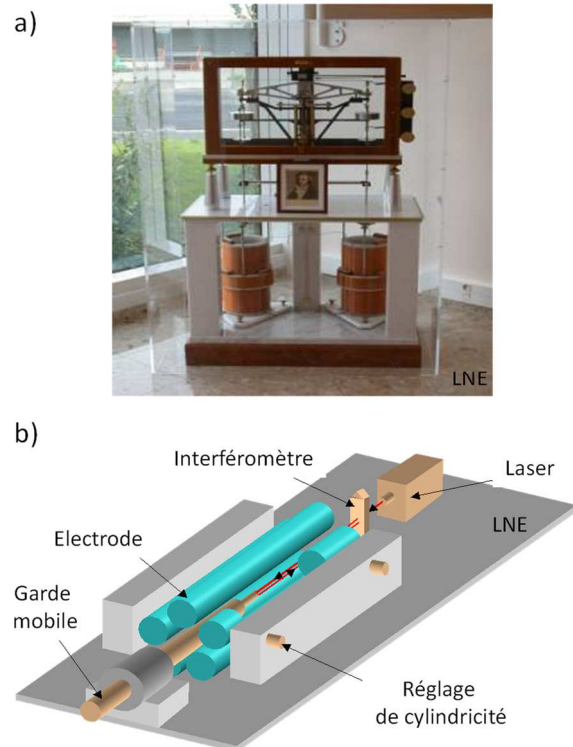


Fig.5 : a) Image d'une balance de l'ampère du LNE. b) Schéma représentant un étalon calculable de capacité de Thompson-Lampard (LNE).

Les réalisations précédemment évoquées ne pouvant être mise en œuvre très régulièrement du fait de leur complexité, il était nécessaire de conserver les unités électriques en utilisant des étalons matériels.

Des bases nationales de résistances (fig.6a), par exemple étalonnées à partir du farad, ainsi que des bases nationales de piles Weston puis de diodes Zener (fig.6b) furent constituées pour conserver respectivement l'ohm et le volt dans chaque pays. Evidemment, ces étalons matériels souffraient de dépendance à la température et à la pression et étaient sensibles aux déplacements, ce qui conduisait à une augmentation des incertitudes de mesure de la résistance et de la tension.

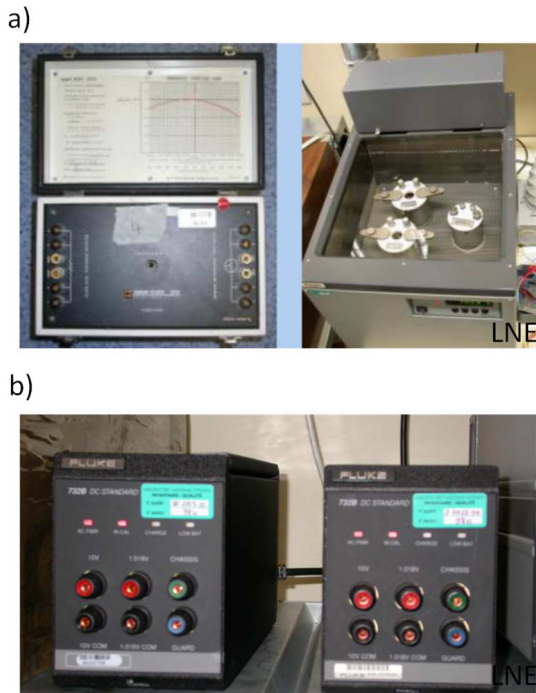


Fig.6 : Images d'étalons secondaires de résistance a) et de tension (références à diode Zener) b).

### V/ La révolution quantique

La percée dans la réalisation des unités électriques est venue de la révolution quantique qui a notamment conduit à la compréhension des propriétés de transport des électrons [16]. Deux effets quantiques de l'état solide ont vraiment révolutionné la métrologie électrique.

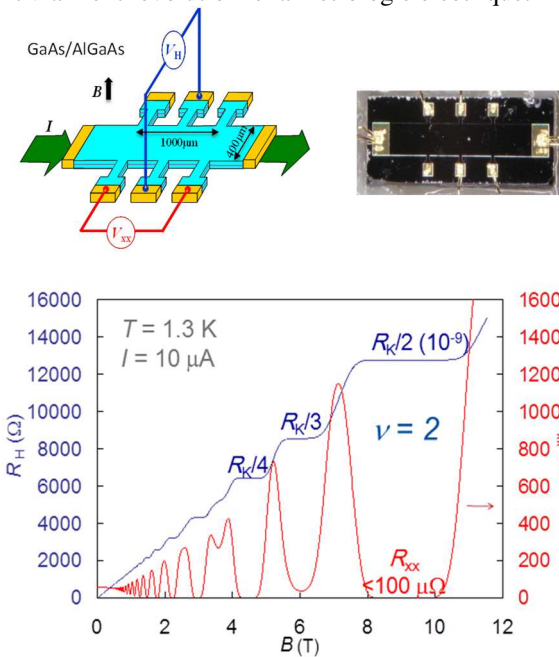


Fig.7 : Schéma et image d'une barre de Hall réalisée à partir d'une hétérostructure GaAs/AlGaAs (en haut). Evolution des résistances de Hall ( $R_H$ ) et longitudinales ( $R_{xx}$ ) mesurées dans une barre de Hall en fonction de l'induction magnétique  $B$  (en bas).

L'effet Hall quantique (EHQ), découvert par Klaus von Klitzing en 1980 [17], se produit dans les conducteurs bidimensionnels soumis à un champ magnétique perpendiculaire (fig.7). En faisant varier le champ magnétique, il se manifeste à basse température (quelques kelvins) par la quantification de la résistance transverse, appelée résistance de Hall, aux valeurs  $R_K/i$ , où  $R_K = h/e^2$ ,  $h$  est la constante de Planck,  $e$  est la charge élémentaire et  $i$  est un entier. Le plateau de résistance  $R_K/2$ , observé à des inductions magnétiques autour de 10 T dans les gaz d'électrons bidimensionnels fabriqués à partir d'hétérostructures en arséniure de gallium est généralement utilisé comme référence en métrologie primaire.

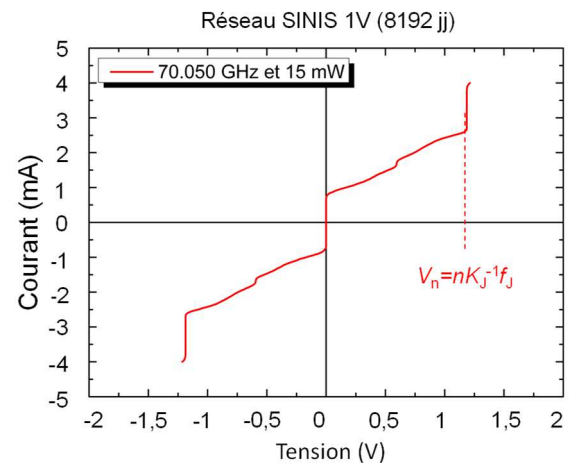
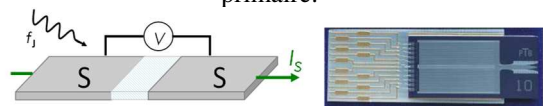


Fig.8: Schéma d'une jonction Josephson irradiée et image d'un réseau Josephson (en haut). Courbe typique courant/tension d'un réseau Josephson mettant en évidence les marches de tension aux valeurs  $V_n = nK_J^{-1}f_j$  (en bas).

L'effet Josephson (EJ) découvert en 1962 [18] se produit dans des jonctions séparant deux supraconducteurs irradiés par un signal radiofréquence de fréquence  $f_j$  (fig.8). En faisant varier le courant, il se manifeste par la quantification de la tension aux valeurs  $n f_j / K_J$ , où  $K_J = 2e/h$  et  $n$  est un entier relatif [19]. Ces deux effets produisent des étalons de résistance et de tension universels dont la reproductibilité relative est meilleure que  $10^{-10}$ . Avant la découverte de ces deux effets quantiques, la dispersion relative des réalisations de l'ohm et du volt par les instituts nationaux de métrologie était d'environ  $10^{-6}$ . Désormais, les réalisations des étalons primaires de résistance et de tension par la mise en œuvre de l'EHQ et de l'EJ s'accordent entre elles avec des incertitudes relatives de quelques  $10^{-10}$  (fig.9a et 9b). Ils ont donc apporté une amélioration de trois ordres de grandeur de la traçabilité des mesures de résistance et de tension [20].

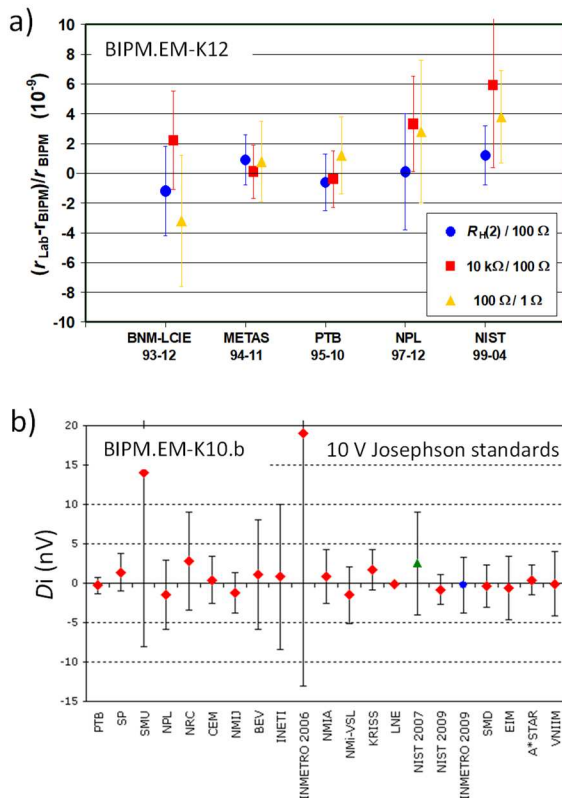


Fig.9 : Comparaison des mesures de résistance et de tension entre des laboratoires nationaux de métrologie et le BIPM. a) Ecarts relatifs  $(r_{\text{Lab}} - r_{\text{BIPM}}) / r_{\text{BIPM}}$  des mesures de résistance. Figure établie à partir des données de [21]. b) Ecarts  $D_i = U_{\text{Lab}} - U_{\text{BIPM}}$  des mesures de tension (10 V). Figure établie à partir des données de [22].

Pourtant, l'exploitation des effets quantiques se heurtait aux limites imposées par les définitions du SI, et notamment celle de l'ampère [16]. En effet, l'EHQ et l'EJ fournissent des étalons de résistance et de tension exceptionnellement reproductibles, mais dont les valeurs en ohm et en volt nécessitaient respectivement les déterminations de  $R_K$  et  $K_J$  en unités SI. Etant donné la définition de l'ampère à partir du newton, ces déterminations s'appuyaient sur des expériences électromécaniques complexes : étalon calculable de capacité associé au pont de quadrature pour  $R_K$ , balance du volt ou balance de Kibble pour  $K_J$ . Elles conduisaient à des incertitudes de mesure beaucoup plus élevées que la reproductibilité même des effets quantiques. Toutes les unités électriques, y compris l'ampère lui-même, subissaient ces limitations. Un artifice avait été mis en œuvre en 1990 pour résoudre cette difficulté : des valeurs conventionnellement vraies avaient été adoptées pour  $R_K$  et  $K_J$  :  $R_{K-90}$  et  $K_{J-90}$ . Ayant des valeurs fixes, elles n'étaient pas entachées d'incertitudes. Cet artifice créait un système de représentations des unités électriques, les réalisations SI supposant de rajouter les incertitudes de détermination de  $R_K$  et  $K_J$ . Il en résultait des représentations universelles mais d'une certaine manière, hors SI ! Cette situation, insatisfaisante fut un des arguments majeurs de révision profonde du Système International d'unités. Mais d'autres arguments

s'imposaient [23]. Tout d'abord, le kilogramme était fondé sur un artéfact dont les comparaisons avec ces copies, fabriquées en 1889 aussi, montraient une potentielle dérive de masse, de quelques  $10^{-8}$  en valeur relative. Par ailleurs, le principe d'un artéfact unique s'accordait mal avec l'exigence d'universalité des définitions. Or, il était devenu possible de réaliser le kilogramme à partir de la constante de Planck en utilisant la balance de Kibble pour comparer la puissance électrique étalonnée par  $R_K$  et  $K_J$  avec la puissance mécanique du poids [24]. La réalisation du kelvin se heurtait à la reproductibilité de réalisation du point triple de l'eau. Donc, il apparaissait plus universel de définir l'unité de température à partir de la constante de Boltzmann  $k$ . Enfin, comme nous l'avons évoqué, un moyen de tirer pleinement bénéfice des étalons quantiques était de réaliser les unités électriques directement à partir de  $h$  et  $e$ , ce qui supposait d'adopter les théories quantiques. Un long travail de plus de 15 ans fut donc entrepris pour préparer une révision du SI. Il s'agissait de mettre au point les réalisations des unités à partir des constantes de la nature, de déterminer ces constantes, notamment  $h$  et  $e$ , avec les meilleures incertitudes dans le système d'unités précédant la révision, de confirmer la validité des théories quantiques, dont celles des égalités de  $R_K$  avec  $h/e^2$  et de  $K_J$  avec  $2e/h$  avec des incertitudes de mesure réduites [16].

## VI/ La révision historique du SI et la nouvelle définition de l'ampère

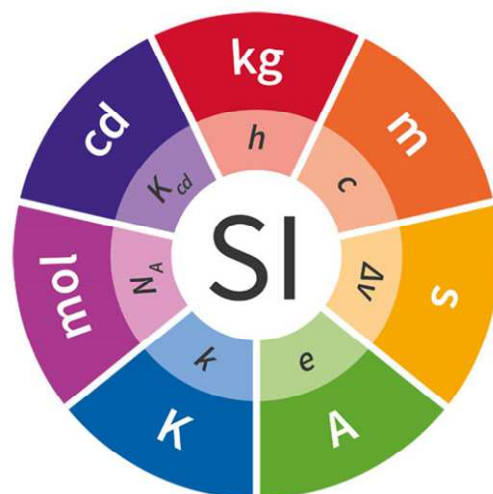


Fig.10 : Logo représentant le nouveau SI.

Enfin, le 16 novembre 2018 fut adoptée, à l'occasion de la 26<sup>ème</sup> CGPM, une révision historique du SI (fig.10) fondé sur sept constantes [16,23,25,26] :  $h$ ,  $c$ ,  $\Delta\nu_{\text{Cs}}$ ,  $e$ ,  $k$ ,  $N_A$ ,  $K_{\text{cd}}$ , où  $\Delta\nu_{\text{Cs}}$  est la fréquence de la transition hyperfine de l'état fondamental de l'atome de césium 133 non perturbé,  $N_A$  est la constante d'Avogadro et  $K_{\text{cd}}$  est l'efficacité lumineuse d'un rayonnement monochromatique de fréquence  $540 \times 10^{12}$  Hz. Ces constantes permettent de respectivement définir le kilogramme, le mètre, la seconde, l'ampère, le kelvin, la mole et le candela. Le kilogramme est donc désormais

défini à partir de  $h$  et n'est donc plus matérialisé par un artefact ! Cette révision du SI correspond à l'adoption des théories de la mécanique quantique et de la physique statistique.

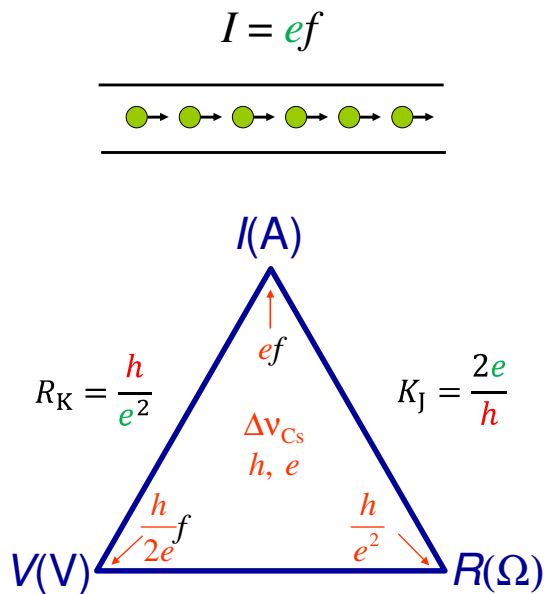


Fig.11 : Réalisation des unités électriques à partir des constantes  $h$  et  $e$ .

La nouvelle définition de l'ampère est donc fondée sur la charge élémentaire [26]. Plus précisément, l'ampère, symbole A, est l'unité de courant électrique du SI. Il est défini en prenant la valeur numérique fixée de la charge élémentaire,  $e$ , égale à  $1,602\ 176\ 634 \times 10^{-19}$  lorsqu'elle est exprimée en C, unité égale à As, la seconde étant définie en fonction de  $\Delta v_{Cs}$ , la fréquence de transition du césium 133. L'ampère correspond donc à la circulation d'un certain nombre de charges élémentaires par unité de temps (fig.11). Le courant électrique, exprimée en ampère, peut donc s'écrire  $I=ef$  où  $f$  est une fréquence. Le volt est relié à  $(h/2e)f$  et l'ohm à  $h/e^2$ . Les unités électriques sont donc définies à partir des constantes  $h$  et  $e$ , et ne sont plus asservies aux unités mécaniques.

### VII/ Les étalons quantiques

Cette nouvelle définition de l'ampère plébiscite les étalons quantiques qui poursuivent leur évolution [16].

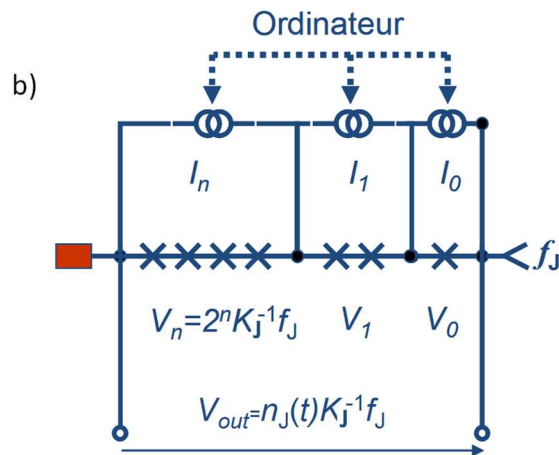
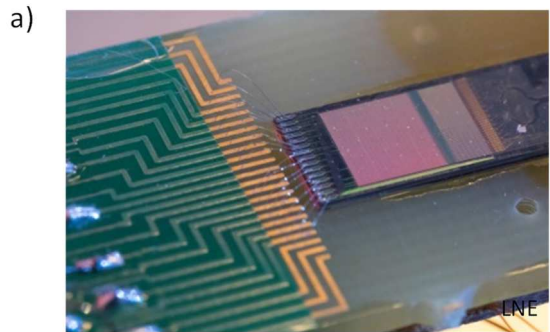
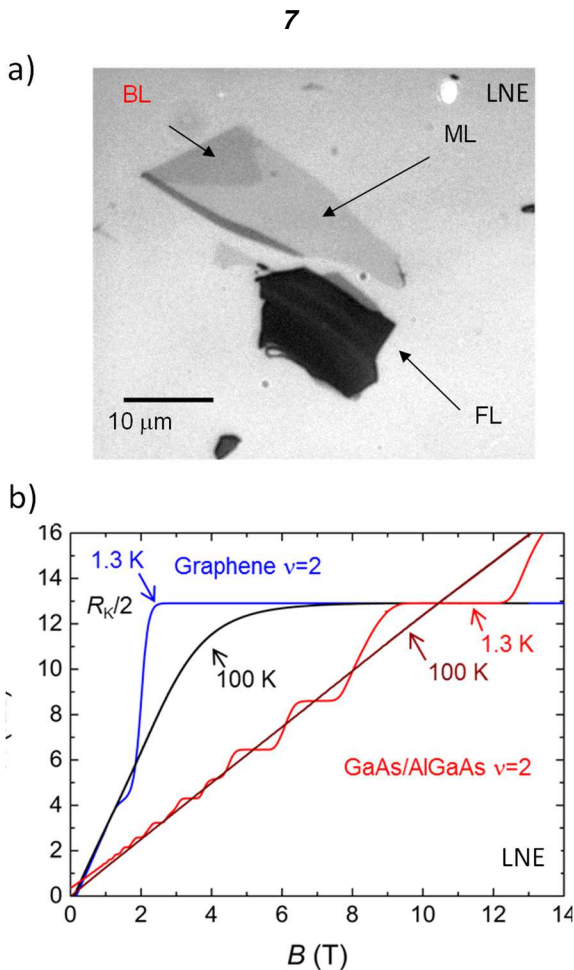


Fig.12 : a) Image d'un réseau programmable Josephson 1 V. Il est constitué de 7168 jonctions. b) Schéma d'organisation des segments d'un réseau programmable à croissance binaire du nombre de jonctions Josephson.

Depuis, la découverte de l'effet Josephson alternatif en 1963, ont été développés les réseaux dits « conventionnels » fondés sur un grand nombre de jonctions en série, de 1 V puis de 10 V, puis ensuite les réseaux programmables et plus récemment les réseaux dits « impulsions » générant des signaux arbitraires [16]. Tous ces développements s'appuient sur la maîtrise des outils nanotechnologiques. En effet, les réseaux programmables Josephson (PJVS) reposent sur l'organisation en segments à croissance binaire d'un grand nombre de jonctions Josephson (fig.12). La tension délivrée par chaque segment peut être activée séparément. Le réseau fonctionne comme un convertisseur numérique/analogique quantique. Il peut ainsi être programmé pour générer un signal alternatif d'amplitude quantifiée.

L'EHQ fut découvert en 1980 dans un gaz d'électrons bidimensionnel obtenu en utilisant un Mosfet Silicium. Les hétérostructures en arséniure de gallium se sont ensuite avérées plus pratiques. Des réseaux de Hall ont également été développés pour obtenir des valeurs de résistance allant de  $100 \Omega$  à  $1 M\Omega$ . L'utilisation de l'EHQ a ensuite été étendue dans le régime des courants alternatifs [16,27].





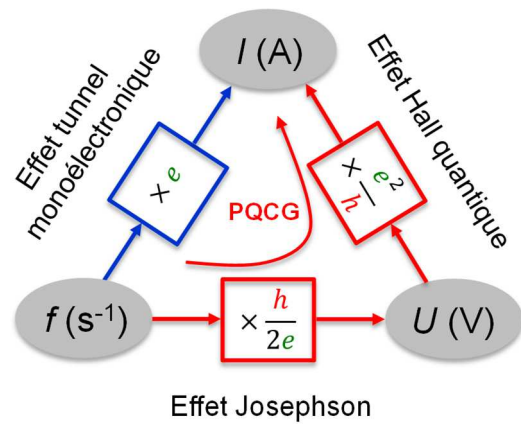
**Fig.13 : Dispositifs en graphène : a) des monocouches (ML), bicouches (BL) et multi-couches (ML) de graphène déposées sur un substrat SiO<sub>2</sub>/Si, b) Les résistances de Hall mesurées en fonction de l'induction magnétique  $B$  dans des échantillons de Hall fabriqués à partir d'une hétérostructure GaAs/AlGaAs (en rouge) et de graphène (en bleu). From [29].**

Les découvertes scientifiques les plus récentes sont mises à profit pour la métrologie électrique. Ainsi, le graphène (fig.13a), monocouche d'atomes de carbone organisés selon un réseau en nid d'abeille dont les propriétés électroniques ont été révélées par Geim et Novoselov [28] en 2004 (leurs travaux furent récompensés par le prix Nobel en 2010), permet de développer un étalon quantique de résistance plus robuste et pratique fonctionnant à un champ magnétique plus faible (quelques teslas) et une température plus élevée (supérieure à la température de l'hélium liquide) [29]. La figure fig.13b met en évidence un plateau de résistance  $R_K/2$  mesuré dans un échantillon en graphène, obtenu par dépôt en phase vapeur d'un mélange propane/hydrogène sur carbure de silicium, s'étendant sur une très grande gamme d'induction magnétique et observable jusqu'à une température de 100 K.

### VIII/ Les réalisations de l'ampère

Selon la nouvelle définition de l'ampère, le courant électrique peut s'écrire  $I=ef$ . Deux voies de réalisation quantique de l'ampère à partir de la fréquence et de la

charge élémentaire ont été développées [16] : l'une exploite l'effet tunnel mono-électronique, l'autre applique la loi d'Ohm aux étalons quantiques de tension Josephson et de résistance de Hall (fig.14).



**Fig.14 : Représentation de deux voies de réalisation quantique de l'ampère à partir de la fréquence : 1) (en bleu) en utilisant des dispositifs à effet tunnel mono-électronique, 2) (en rouge) en appliquant la loi d'Ohm aux étalons quantiques de tension Josephson et de résistance de Hall.**

La première voie consiste à utiliser un effet quantique de blocage électronique pour manipuler le passage des électrons un par un au travers d'un petit îlot isolé par des jonctions tunnel [30, 31]. En somme, ces dispositifs fonctionnent comme des pompes à électrons. Parmi les dispositifs les plus performants figurent ceux fondés sur un fil semi-conducteur traversé par deux grilles qui définissent un îlot nanométrique [32]. En faisant varier le potentiel d'énergie en dessous de la première grille avec un signal radiofréquence de fréquence  $f_p$ , il est possible d'amener un seul électron dans l'îlot puis de l'éjecter dans le sens direct. Cela permet la génération d'un électron par cycle, donc un courant égal au produit de  $ef_p$ . Un tel dispositif peut générer un courant de 160 pA pour une fréquence proche de 1 GHz. Malgré de récents progrès, les dispositifs à un électron génèrent de petits courants dont la quantification n'a pas été démontrée avec une incertitude relative inférieure à  $10^{-7}$ . Par ailleurs, leur fonctionnement reste mal compris et n'est pas considéré comme suffisamment reproductible pour en faire des étalons opérationnels quantiques à l'heure actuelle.

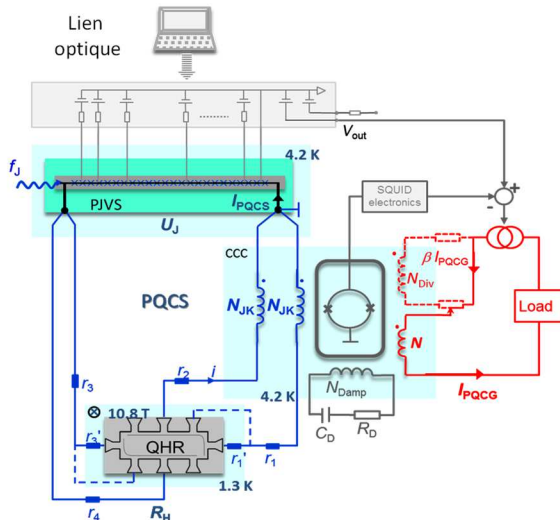


Fig.15 : Description schématique du PQCG (Programmable Quantum Current Generator). Le courant quantifié  $I_{PQCS}$  circulant dans la boucle PQCS est obtenu par connexion multiple d'un réseau Josephson de tension programmable (PJVS) à un étalon quantique de résistance (QHR). Il est utilisé comme référence pour asservir le courant de sortie  $I_{PQCG}$  par le biais du CCC.

La seconde voie vise à appliquer la loi d'Ohm aux étalons quantiques de résistance et de tension [33]. La tension Josephson divisée par la résistance quantique de Hall donne un courant égal à  $n_J e f$ , où  $n_J$  est le nombre de jonctions Josephson polarisées sur la marche de Shapiro  $n=1$ . Mais, mettre en œuvre cette réalisation avec exactitude se heurte à de nombreuses difficultés technologiques. Récemment, le LNE [33] a développé un générateur quantique de courant fondé sur ce principe et utilisant trois dispositifs quantiques (fig.15) : un étalon de tension Josephson programmable, un étalon de résistance de Hall quantique et un comparateur cryogénique de courant (CCC). Ce dernier dispositif est un transformateur « parfait » dont le principe est fondé sur l'application du théorème d'Ampère. Fonctionnant en courant continu et basse fréquence, il est capable de mesurer le rapport de deux courants en fonction du nombre de tours des deux enroulements de fils supraconducteurs dans lesquels ils circulent avec une incertitude relative de quelques  $10^{-11}$ . Son exactitude résulte de la réduction des fuites de flux magnétique par l'adoption d'un blindage supraconducteur des enroulements. L'utilisation d'un détecteur de flux magnétique fondé sur un SQUID (Superconducting Quantum Interference Device) lui confère une sensibilité exceptionnelle. Le générateur quantique de courant peut générer des courants quantifiés de valeurs de  $1 \mu\text{A}$  à  $10 \text{ mA}$ . La quantification des courants générés en termes de la charge élémentaire a été démontrées avec une incertitude relative record de  $10^{-8}$ . Comme le présente la figure fig.16, ce générateur quantique de courant améliore la réalisation de l'ampère, typiquement de deux ordres de grandeur, sur une large plage de valeurs de courant. De manière générale, l'ensemble des améliorations récentes de la réalisation de l'ampère ouvre la voie à une nouvelle métrologie du courant

électrique qui devrait être aussi performante que celle de la résistance ou de la tension [16] !

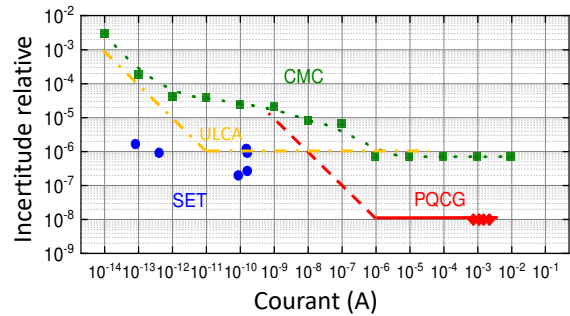


Fig.16 : Incertitudes relatives de mesure des réalisations de l'ampère : des meilleures capacités courantes des laboratoires nationaux de métrologie (CMC), des dispositifs à effet tunnel mono-électronique (SET), de l'instrument ULCA développé par le PTB et du générateur quantique de courant programmable du LNE développé par le LNE (PQCG).

### IX/ Les nouvelles applications des étalons quantiques

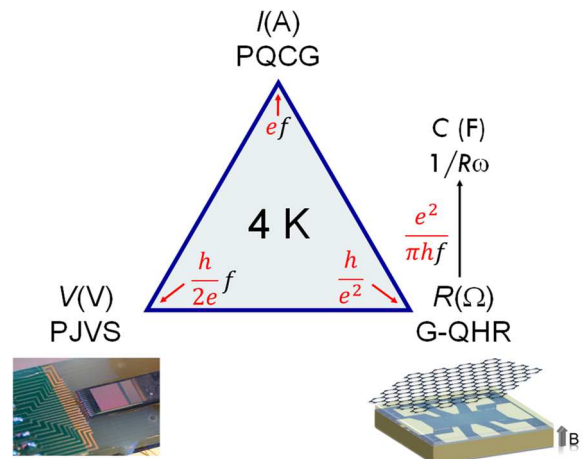
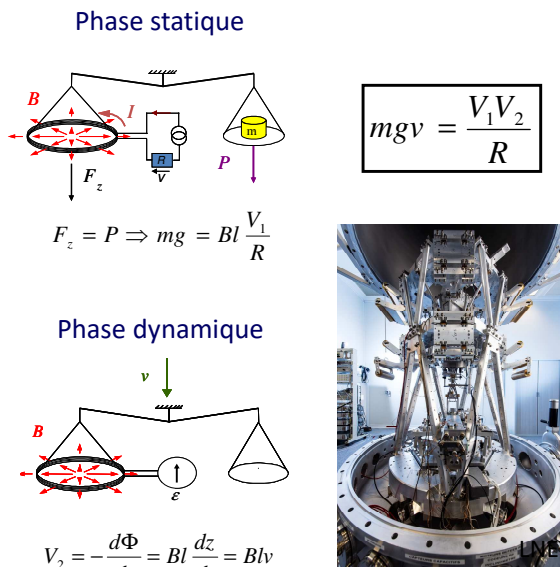


Fig.17 : Schéma décrivant le calibrateur quantique, réalisant le volt, l'ohm, l'ampère et le farad, fondé sur l'étalon de tension Josephson et de résistance de Hall en graphène à 4 K.

La maturité atteinte par les étalons quantiques permet d'envisager dès à présent le développement d'un calibrateur quantique universel, un graal en métrologie électrique [16]. Ce dispositif consiste à combiner les étalons quantiques de tension Josephson et de résistance de Hall dans un seul cryostat à 4 K pour réaliser, le volt, l'ohm, l'ampère et le farad à partir des constantes  $h$  et  $e$  (fig.17). Cet objectif est désormais réalisable en s'appuyant sur de nouvelles technologies : les réseaux programmables de tension Josephson, les étalons quantiques de résistance en graphène qui peuvent fonctionner à une température plus élevée et un champ magnétique inférieur, le générateur quantique de courant, de nouveaux ponts d'impédance, et des systèmes cryogéniques plus pratiques et moins coûteux, fonctionnant sans hélium liquide. Dans cette perspective, des étalons quantiques 10 V refroidis sans

le recours à l'hélium liquide, sont déjà commercialisés pour des applications en régime de courant continu et alternatif.



**Fig.18 : Schéma des phases statique et dynamique de l'expérience de la balance de Kibble reliant le kilogramme à la constante de Planck  $h$ . Image de la balance de Kibble du LNE.**

Le kilogramme peut être réalisé à partir de la constante de Planck en utilisant une balance de Kibble (fig.18) [24]. L'expérience consiste à comparer la puissance mécanique d'une masse se déplaçant dans le champ de gravité à la puissance électrique étalonnée par les effets quantiques. Elle s'effectue en deux phases : la phase statique réalise l'équilibre entre le poids de la masse et la force magnétique qui s'exerce sur une bobine placée dans un champ magnétique radial et parcourue par un courant  $I$ . La phase dynamique correspond au déplacement à une vitesse  $v$  de la bobine dans le champ magnétique, ce qui génère une tension induite. La combinaison des équations des deux phases, tout en éliminant le facteur géométrique de la bobine dont la connaissance est imparfaite, conduit à l'équilibre des puissances. L'étalonnage des tensions et résistance en utilisant les constantes  $h/e^2$  et  $2e/h$  de l'effet Hall quantique et l'effet Josephson, conduit à une relation directe entre la masse et la constante de Planck. L'image de droite présente la balance de Kibble développée au LNE [35]. Elle permet de réaliser le kilogramme avec une incertitude relative de  $5 \times 10^{-8}$ , et vise  $10^{-8}$  dans un proche avenir. C'est la révision du SI, et notamment la fixation de la constante de Planck et de la charge élémentaire, qui permet bien aux balances de Kibble de réaliser le kilogramme, en remplacement du PIK.

Enfin, le kelvin peut être réalisé par mesure du bruit Johnson-Nyquist d'une résistance à une température donnée par comparaison avec celui généré par une source quantique de bruit fondé sur un réseau à commande impulsionnelle [36].

## X/ Conclusion

La métrologie fournit un cadre de référence pour que l'univers, tel qu'il est compris, puisse être décrit quantitativement par les hommes. Elle vise à trouver un juste équilibre entre les exigences de la science et celles de l'industrie : les unités se doivent d'avoir des définitions « fondamentales » et des réalisations « pratiques ». La révision historique du Système International d'unités répond à cette ambition : les nouvelles définitions intègrent la physique moderne par la fixation des constantes clés de la nature. Les définitions sont universelles et ne contraignent pas les réalisations pratiques. Quant à l'ampère, il est redéfini à partir de la charge élémentaire. La nature microscopique du courant est donc reconnue. Les phénomènes quantiques permettent de réaliser l'ohm, le volt, le farad et l'ampère à partir de  $h$  et  $e$ , et au-delà du domaine électrique, le kilogramme en utilisant la balance de Kibble et même le kelvin.

Une nouvelle ère s'annonce pour la métrologie de l'ampère. S'appuyant sur le nouveau générateur quantique de courant développée au LNE, elle devrait, à l'avenir, être aussi performante que celle de l'ohm ou du volt. Par ailleurs, le contrôle des électrons un par un ouvre des perspectives nouvelles pour le développement de détecteurs ultra-rapides de signaux électriques [37].

Notons que malgré le changement de définition de l'unité de courant électrique, les découvertes d'André-Marie Ampère restent toujours au cœur de la métrologie : la balance de Kibble qui réalise le kilogramme à partir de la constante de Planck exploite les lois électrodynamiques, l'exactitude exceptionnelle des comparateurs cryogéniques de courant repose sur une application « parfaite » du théorème d'Ampère.

## XI/ Références

- [1] Système métrique. [Adoption du système métrique décimal Gouvernement.fr](http://www.gouvernement.fr).
- [2] Histoire des unités. Réseau national de la métrologie française. [L'histoire des unités | Réseau National de la Métrologie Française \(Ine.fr\)](http://www.lne.fr).
- [3] La convention du mètre. [Convention du Mètre - BIPM](http://www.bipm.org).
- [4] Comptes Rendus des séances de la première Conférence Générale des Poids et Mesures, Paris, 1889. [Publications - BIPM](http://www.bipm.org).
- [5] Site internet « Ampère et l'histoire de l'électricité ». <http://www.ampere.cnrs.fr/>.
- [6] Procès-verbal de la séance de l'académie des Sciences du 25 septembre 1820.
- [7] M. A. Kastler, Ampère et les lois de l'électrodynamique. In. Revue d'histoire des sciences, tome 30, n°2, pp. 143, 1977.
- [8] Comptes Rendus des travaux du Congrès International des Electriciens, Paris, 1881, eds G. Masson, Paris 1882.

- [9] Comptes Rendus des séances de la cinquième Conférence générale des Poids et Mesures, Paris, 1913. [Publications - BIPM](#)
- [10] Comptes Rendus des séances de la septième Conférence générale des Poids et Mesures, Paris, 1927. [Publications - BIPM](#)
- [11] Comptes Rendus des séances de la neuvième Conférence générale des Poids et Mesures, Paris, 1948. [Publications - BIPM](#)
- [12] Comptes Rendus des séances de la onzième Conférence générale des Poids et Mesures, Paris, 1960. [Publications - BIPM](#)
- [13] Le système International d'unités (SI). [Système international d'unités \(SI\) - BIPM](#)
- [14] P. Vigoureux, A determination of the ampere, Metrologia 1, 3. (1965)
- [15] G. Trapon, O. Thévenot, J. Lacueille, W. Poirier, Metrologia 40, 159 (2003).
- [16] W. Poirier, S. Djordjevic, F. Schopfer and O. Thévenot, C. R. Phys., 20, 92 (2019).
- [17] K. von Klitzing, G. Dorda, M. Pepper, Phys. Rev. Lett. 45, 494 (1980).
- [18] B. Josephson, Phys. Lett. 1, 251 (1962).
- [19] S. Shapiro, Phys. Rev. Lett. 11, 80 (1963).
- [20] W. Poirier, F. Schopfer, Eur. Phys. J. Spec. Top. 172, 207 (2009).
- [21] Comparaison BIPM.EM.K12. [Comparison Display \(bipm.org\)](#)
- [22] Comparaison BIPM.EM.K10b. [Comparison Display \(bipm.org\)](#)
- [23] L. Julien et al, *Reflets phys.* N°62, 11 (2019).
- [24] B. Kibble, vol. 5, Plenum Press, 545 (1976).
- [25] Comptes Rendus des séances de la vingt-sixième Conférence générale des Poids et Mesures, Paris, 2018. [Publications - BIPM](#)
- [26] Le Système international d'unités (SI), 9<sup>ème</sup> édition, BIPM. [Brochure sur le SI - BIPM](#).
- [27] S. Bauer, R. Behr, T. Hagen, O. Kieler, J. Lee, L. Palafox, J. Schurr, Metrologia 54, 152 (2017).
- [28] K.S. Novoselov, A.K. Geim, S.V. Morozov, D. Jiang, Y. Zhang, S.V. Dubonos, I.V. Grigorieva, A.A. Firsov, Science 306, 666 (2004).
- [29] R. Ribeiro-Palau, F. Lafont, J. Brun-Picard, D. Kazazis, A. Michon, F. Cheynis, O. Couturaud, C. Consejo, B. Jouault, W. Poirier, F. Schopfer, Nat. Nanotechnol. 10, 965 (2015).
- [30] J.P. Pekola, O.P. Saira, V. Maisi, A. Kemppinen, M. Möttönen, Y.A. Pashkin, D. Averin, Rev. Mod. Phys. 85 1421 (2013).
- [31] H. Scherer, B. Camarota, Meas. Sci. Technol. 23, 124010 (2012).
- [32] S.P. Giblin, M. Kataoka, J.D. Fletcher, P. See, T.J.B.M. Janssen, J.P. Griffiths, G.A.C. Jones, I. Farrer, D.A. Ritchie, Nat. Commun. 3, 930 (2012).
- [33] W. Poirier, F. Lafont, S. Djordjevic, F. Schopfer, L. Devoille, J. Appl. Phys. 115, 044509 (2014)
- [34] J. Brun-Picard, S. Djordjevic, D. Leprat, F. Schopfer, W. Poirier, Phys. Rev. X 6, 041051 (2016).
- [35] M. Thomas, D. Ziane, P. Pinot, R. Karcher, A. Imanaliev, F.P.D. Santos, S. Merlet, F. Piquemal, P. Espel, Metrologia 54(4), 468 (2017).
- [36] J. Qu, S.P. Benz, K. Coakley, H. Rogalla, W.L. Tew, R. White, K. Zhou, Z. Zhou, Metrologia 54(4), 549 (2017).
- [37] Projet EMPIR SEQUOIA: Single-electron quantum optics for quantum-enhanced measurements. [SEQUOIA - Project \(ptb.de\)](#)

# THEOREME DE BOUCHEROT : DEMONSTRATION ALGEBRIQUE ET COMPLEMENTS

ANTOINE BALLETT

Elève à l'école normale supérieure de Rennes Promotion Gérard Berry  
Avenue Robert Schumann, Campus de, Avenue de Ker Lann, 35170 Bruz

**Résumé :** Le théorème de Boucherot (ou parfois "méthode" de Boucherot) est un théorème bien connu des électriciens français. Il est enseigné à tous les échelons de l'enseignement français en génie électrique. Cependant, bien qu'il porte le nom de "théorème", sa démonstration est presque systématiquement omise, et lorsque cela n'est pas le cas, elle s'effectue dans un cadre vectoriel (représentation de Fresnel) qui, bien que très répandue, tend à la désuétude.

Cet article propose une énonciation du théorème de Boucherot, une démonstration par la méthode de la représentation complexe des grandeurs électriques, très commune dans l'enseignement supérieur en physique mais boudée au profit de la représentation vectorielle en génie électrique, et enfin un complément et une reformulation du théorème incluant une inégalité concernant la puissance apparente totale du système.

## I/ Rappels sur le concept de puissance en régime sinusoïdal

On rappelle que la tension aux bornes d'un dipôle ou circuit linéaire, alimenté par une tension sinusoïdale se note  $\mathbf{u}(t) = \sqrt{2}U_{eff}\cos(\omega t + \varphi_u)$  et le courant traversant ce dipôle ou ce circuit se note  $\mathbf{i}(t) = \sqrt{2}I_{eff}\cos(\omega t + \varphi_i)$ .

Par ailleurs, pour chaque dipôle et association de dipôles linéaires alimentés par une tension sinusoïdale, on peut définir trois grandeurs homogènes à une puissance que l'on définit ainsi :

$$\begin{aligned} P &= U_{eff}I_{eff}\cos(\varphi_u - \varphi_i) \\ Q &= U_{eff}I_{eff}\sin(\varphi_u - \varphi_i) \\ S &= U_{eff}I_{eff} = \sqrt{P^2 + Q^2} \end{aligned}$$

Où l'on pose par tradition  $\varphi = \varphi_u - \varphi_i$  et l'on baptise la grandeur  $\cos(\varphi)$  "facteur de puissance". Les grandeurs  $U_{eff}$  et  $I_{eff}$  sont respectivement les valeurs efficaces de la tension et du courant en question,  $\varphi_u$  et  $\varphi_i$  en sont les phases respectives.

Concernant les puissances  $P$  et  $Q$ , baptisées respectivement "puissance active" et "puissance réactive", on peut montrer que, en considérant un dipôle ou une association de dipôles linéaires d'impédance complexe  $\underline{Z} = R + jX$ , ces puissances peuvent s'exprimer :

$$\begin{aligned} P &= RI_{eff}^2 = \frac{R}{R^2 + X^2} U_{eff}^2 \\ Q &= XI_{eff}^2 = \frac{X}{R^2 + X^2} U_{eff}^2 \end{aligned}$$

## II/ Théorème de Boucherot

Le théorème de Boucherot stipule que :

- La puissance active d'un système composé de dipôles linéaires, alimenté par une tension sinusoïdale, est égale à la somme des puissances actives associées à chaque dipôle.
- La puissance réactive d'un système composé de dipôles linéaires, alimenté par une tension sinusoïdale, est égale à la somme des puissances réactives associées à chaque dipôle.

Deux dipôles ne pouvant être associés qu'en série ou en parallèle, on va montrer la validité de ce théorème pour une association de  $n$  dipôles linéaires en série puis en parallèle.

### II.1/ Association en série

Commençons par une association en série :

On considère une association de  $n$  dipôles linéaires, dont le  $k$ -ième dipôle, avec  $k \in [1, n]$ , a une impédance  $\underline{Z}_k = R_k + jX_k$ , est traversée par un courant  $\underline{i} = \sqrt{2}I_{eff}e^{j\omega t}e^{j\varphi_i}$  et dont la tension à ses bornes s'exprime  $\underline{u}_k = \sqrt{2}U_{k,eff}e^{j\omega t}e^{j\varphi_{u_k}}$ .

D'après la loi d'additivité des tensions et la loi d'Ohm, on a :

$$\underline{u} = \underline{i} \sum_{k=1}^n \underline{Z}_k$$

$$\sqrt{2}U_{eff}e^{j\omega t}e^{j\varphi_u} = \sqrt{2}I_{eff}e^{j\omega t}e^{j\varphi_i} \left( \sum_{k=1}^n R_k + j \sum_{k=1}^n X_k \right)$$

D'où

$$U_{eff}e^{j\varphi_u} = I_{eff}e^{j\varphi_i} \left( \sum_{k=1}^n R_k + j \sum_{k=1}^n X_k \right)$$

Et donc, par identification des parties réelles et imaginaires :

$$\begin{cases} U_{eff}\cos(\varphi) = \sum_{k=1}^n R_k I_{eff} \\ U_{eff}\sin(\varphi) = \sum_{k=1}^n X_k I_{eff} \end{cases}$$

Et donc en multipliant par  $I_{eff}$  :

$$\begin{cases} P = \sum_{k=1}^n P_k \\ Q = \sum_{k=1}^n Q_k \end{cases}$$

## II.2/ Association en parallèle :

En conservant les mêmes paramètres et les mêmes notations, considérons  $n$  dipôles en parallèle. D'après la loi des nœuds et la loi d'Ohm, on peut écrire :

$$\underline{i} = \sum_{k=1}^n \underline{i}_k = \underline{u} \sum_{k=1}^n \frac{1}{\underline{Z}_k} = \underline{u} \sum_{k=1}^n \frac{1}{R_k + jX_k}$$

$$= \underline{u} \sum_{k=1}^n \frac{R_k - jX_k}{R_k^2 + X_k^2}$$

Donc :

$$\sqrt{2}I_{eff}e^{j\omega t}e^{j\varphi_i} = \sqrt{2}U_{eff}e^{j\omega t}e^{j\varphi_u} \sum_{k=1}^n \frac{R_k - jX_k}{R_k^2 + X_k^2}$$

Et donc encore :

$$I_{eff}e^{-j\varphi} = \sum_{k=1}^n \frac{R_k}{R_k^2 + X_k^2} U_{eff} - j \sum_{k=1}^n \frac{X_k}{R_k^2 + X_k^2} U_{eff}$$

Et donc, par identification des parties réelles et imaginaires :

$$\begin{cases} I_{eff}\cos(\varphi) = \sum_{k=1}^n \frac{R_k}{R_k^2 + X_k^2} U_{eff} \\ I_{eff}\sin(\varphi) = \sum_{k=1}^n \frac{X_k}{R_k^2 + X_k^2} U_{eff} \end{cases}$$

Et donc en multipliant par  $U_{eff}$  :

$$\begin{cases} P = \sum_{k=1}^n P_k \\ Q = \sum_{k=1}^n Q_k \end{cases}$$

Et donc, les puissances actives et réactives se sommant pour des associations en série et en parallèle, on a donc démontré notre fameux théorème de Boucherot.

## III/ Complément et reformulation du théorème

Le lecteur aura remarqué que le théorème de Boucherot ne concerne a priori que les puissances actives et réactives du circuit, mais ne concerne pas la puissance  $S$ , dite "puissance apparente".

Effectivement, dans les mêmes conditions, on peut montrer que la puissance apparente totale du système n'est pas égale à la somme des puissances apparentes associées aux dipôles qui le composent. Cependant, on peut montrer mieux que cela : nous allons montrer que la puissance apparente totale du système est inférieure ou égale à la somme des puissances apparentes associées aux dipôles qui le composent.

Pour montrer cela, nous allons utiliser deux choses : premièrement le théorème de Boucherot pour l'additivité des puissances actives et réactives, et deuxièmement une identité remarquable stipulant que :

$$\forall n \in \mathbb{N}^*, \forall a_k \in \mathbb{R},$$

$$\left( \sum_{k=1}^n a_k \right)^2 = \sum_{k=1}^n a_k^2 + 2 \sum_{k=1}^{n-1} \sum_{l=k}^n a_k a_l$$

Ainsi, on peut exprimer  $S$  ainsi :

$$S^2 = P^2 + Q^2 = \left( \sum_{k=1}^n P_k \right)^2 + \left( \sum_{k=1}^n Q_k \right)^2$$

$$S^2 = \sum_{k=1}^n P_k^2 + \sum_{k=1}^n Q_k^2 + 2 \sum_{k=1}^{n-1} \sum_{l=k}^n P_k P_l$$

$$+ 2 \sum_{k=1}^{n-1} \sum_{l=k}^n Q_k Q_l$$

$$S^2 = \sum_{k=1}^n S_k^2 + 2 \sum_{k=1}^{n-1} \sum_{l=k}^n (P_k P_l + Q_k Q_l)$$

Selon cette même propriété, on peut également écrire que :

$$\begin{aligned} \left( \sum_{k=1}^n S_k \right)^2 &= \sum_{k=1}^n S_k^2 + 2 \sum_{k=1}^{n-1} \sum_{l=k}^n S_k S_l \\ &= \sum_{k=1}^n S_k^2 \\ &+ 2 \sum_{k=1}^{n-1} \sum_{l=k}^n \sqrt{(P_k P_l)^2 + (Q_k Q_l)^2 + (P_k Q_l)^2 + (Q_k P_l)^2} \end{aligned}$$

Ainsi, on a :

$$\begin{aligned} S^2 - \left( \sum_{k=1}^n S_k \right)^2 \\ &= 2 \sum_{k=1}^{n-1} \sum_{l=k}^n (P_k P_l + Q_k Q_l \\ &- \sqrt{(P_k P_l)^2 + (Q_k Q_l)^2 + (P_k Q_l)^2 + (Q_k P_l)^2}) \end{aligned}$$

Montrons par l'absurde que le terme général de cette double somme est négatif ou nul.

Supposons que le terme soit strictement positif, alors :

$$P_k P_l + Q_k Q_l - \sqrt{(P_k P_l)^2 + (Q_k Q_l)^2 + (P_k Q_l)^2 + (Q_k P_l)^2} > 0$$

En élevant au carré, on a :

$$(P_k P_l + Q_k Q_l)^2 > (P_k P_l)^2 + (Q_k Q_l)^2 + (P_k Q_l)^2 + (Q_k P_l)^2$$

Ce qui équivaut à dire que :

$$(P_k Q_l)^2 - 2P_k P_l Q_k Q_l + (Q_k P_l)^2 < 0$$

Et donc à dire que :

$$(P_k Q_l - Q_k P_l)^2 < 0$$

C'est-à-dire que le carré d'un nombre réel peut-être strictement négatif, ce qui est absurde. On en déduit donc que :

$$S^2 - \left( \sum_{k=1}^n S_k \right)^2 \leq 0$$

Et donc, étant donné que l'on a affaire à deux nombres positifs :

$$S \leq \sum_{k=1}^n S_k$$

Ainsi, une nouvelle formulation du théorème de Boucherot incluant cette fois-ci une relation liant la puissance apparente totale à la somme des puissances

apparentes associées aux dipôles pourrait être, en conservant les notations précédentes.

Soit un circuit composé de  $n$  dipôles linéaires alimenté par une tension sinusoïdale, alors :

$$\begin{aligned} P &= \sum_{k=1}^n P_k \\ Q &= \sum_{k=1}^n Q_k \\ S &\leq \sum_{k=1}^n S_k \end{aligned}$$

#### IV/Conclusion

Cet article a présenté le théorème de Boucherot dans sa présentation historique, en propose une démonstration algébrique, et non géométrique comme c'est le cas systématiquement dans l'enseignement français, et le complète via une inégalité portant sur les puissances apparentes mises en jeu dans le système, afin que le théorème de Boucherot puisse porter sur les trois puissances mises en jeu en régime sinusoïdal.

# TRAITEMENT NUMERIQUE DU SIGNAL POUR ECG (PETIT PROCESSEUR OPEN SOURCE ATMEGA 328)

ARNAUD SIVERT, ABDEL FAQIR, FRANCK BETIN : [ARNAUD.SIVERT@U-PICARIDE.FR](mailto:ARNAUD.SIVERT@U-PICARIDE.FR)

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

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

**Résumé :** De nombreux appareils biomédicaux ont envahis la vie domestique pour surveiller notre état de santé. Tous ces systèmes sont autant de très bons projets à développer par des étudiants. Dans cet article nous présentons le monitoring de l'électrocardiogramme qui nécessite la mise en œuvre d'un traitement numérique pour réaliser une mesure fiable des battements cardiaques. Par ailleurs, un ECG (électrocardiogramme) nécessite beaucoup de ressources de calculs mais la fréquence d'échantillonnage faible permet de réaliser le traitement avec des microprocesseurs « low tech ». Des compilateurs open source peuvent être utilisés mais le traitement des données nécessite des connaissances importantes dont la communauté open source ne dispose pas en général.

Cet article propose de répondre aux nombreuses questions posées sur la mesure des Battements Par Minutes (BPM) : Quel choix de capteur, d'amplificateur ? Quels filtres utiliser pour obtenir un monitoring correct...Ce papier permet de présenter une application pratique sur le traitement numérique, qui est susceptible de motiver les étudiants.

## I/ Introduction

Depuis quelques années, les systèmes électroniques biomédicaux (Electrocardiogramme, battement du cœur, Oxymètre, tensiomètre, défibrillateur, électrostimulation, électrothérapie...) se sont démocratisés dans la vie domestique pour surveiller l'état de santé et détecter certaines pathologies [1]. De plus, ces appareils permettent aussi de surveiller le corps lors d'efforts intenses et d'augmenter les performances des sportifs (auto-coaching sportif électronique).

Les données sont sauvegardées de différentes manières (smartphone, PC, serveur...) avec différentes canaux de communications (Bluetooth, wifi, RF).

Cet article présente d'une part une méthode de mesure des BPM (battements par minute) nécessaire à l'analyse du comportement du cœur en fonction de l'effort et de la récupération, et d'autre part, une méthode de mesure de l'ECG pour détecter d'éventuelles pathologies.

La première difficulté pour le programmeur est de comprendre le fonctionnement du cœur afin de filtrer le signal et détecter les BPM. Commençons donc par quelques informations de bases.

## II/ Le fonctionnement du cœur

En fonction d'un effort physique, du flux sanguin et de son oxygénation, les BPM vont augmenter avec une certaine constante de temps. A l'inverse, lors de la récupération la fréquence des battements diminue jusqu'à sa valeur de repos. Ainsi, la fréquence du signal du battement du cœur se situe entre 0,66Hz (40 BPM soit une période de 1510 milliseconde) et 3,33Hz (200 BPM soit une période=300 milliseconde).

L'activité électrique du muscle cardiaque (contraction du muscle, fermeture et ouvertures des ventricules...) est représentée sur la figure 1 suivante [2].

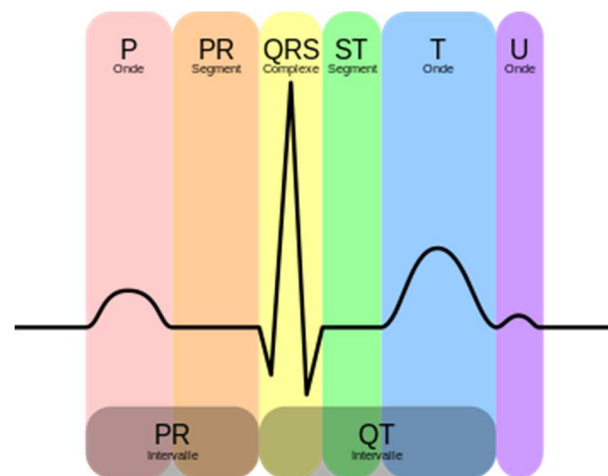


Fig 1. Activité électrique du cœur [2]

- L'onde P correspond à la contraction des oreillettes.
- Le complexe QRS est associé à contraction des ventricules.
- L'onde T correspond à la repolarisation des ventricules.
- Les segments PR et ST sont des phases de « repos ».

Détaillons les éléments nécessaires à la mesure de ce signal.

## III/ Capteur optique de BPM

Le capteur de BPM optique est constitué d'une simple LED émettrice et d'un récepteur photosensible



de lumière qui détecte les changements du flux sanguin à travers un doigt ou le poignet, ou le lobe de l'oreille...

Souvent les capteurs optiques vendus par de nombreux « shields » « low cost » et « low tech » ne sont pas assez sensibles. A titre d'exemple, l'APDS9008 possède une sensibilité de 40 microampères pour 100 lux. Avec une résistance de charge de 20 kOhms, la sensibilité du capteur est seulement de 0.01V/lux. Une amplification de 100 est nécessaire pour détecter le signal du flux sanguin à travers le doigt et compter les BPM. Mais, les fabricants de shields ne mettent pas d'amplificateur sur leurs cartes.

Evidemment, un circuit spécialisé tel que le MAX30101 ou le SFH 7060 seront bien plus sensibles que le capteur précédent.

Ces deux derniers capteurs optiques permettent de mesurer l'oxygénation du sang en détectant la couleur du sang à travers la peau [3, 4].

Les capteurs de BPM optiques mesurent la variation du sang dans les veines [5] mais ne permettent pas de mesurer l'activité électrique du muscle cardiaque et ces anomalies. Il n'est donc pas possible de détecter des pathologies de la stimulation cardiaque avec le capteur optique. Pour le monitoring la stimulation électrique l'ECG, il faut trois électrodes qui peuvent être positionnées à volonté et de différentes façons en fonction de ce que l'on cherche à mesurer plus précisément.

#### IV/ Mesure de potentiel électrique ECG

La variation de potentiel électrique des motoneurons des muscles est de quelques mV. Un amplificateur dédié à l'ECG tel que l'AD8232 permet de les mesurer avec un convertisseur analogique de 10 bits. Le gain de cet amplificateur est de 1000 (60dB) avec une bande de 0,4Hz à 30Hz comme on peut l'observer sur la figure suivante :

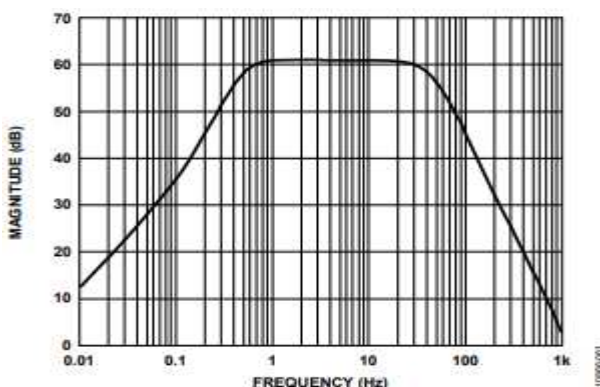


Fig 2. Réponse en fréquence de l'amplificateur AD8232 [6]

L'amplificateur possède une sortie supplémentaire pour commander une led en fonction du battement cardiaque et indiquer visuellement si le signal cardiaque est bien détecté ou non.

La mesure du potentiel électrique cardiaque est perturbée par le mouvement respiratoire et par tous les

muscles, il est donc préférable de limiter les mouvements lors de la mesure.

La mesure de l'ECG est aussi perturbée par les systèmes électriques environnants et particulièrement par le signal secteur de 50Hz.

Si on impose 60 points de mesure pour la période la plus courte du signal du cœur (dont de plus grande fréquence), on choisira par exemple une fréquence d'échantillonnage de 200 Hz réalisable aisément avec n'importe quel petit processeur.

Pour s'affranchir du signal de 50Hz, le premier traitement à réaliser est d'annuler la perturbation électrique du 50 Hz en réalisant un filtre coupe bande ou réjecteur ou de filtre à encoche [7].

#### IV.1/ Filtre discrétisé coupe bande

La conception des filtres numériques coupe bande correspond à l'équation suivante ;

$$\frac{\text{output}}{\text{Input}}(z) = \frac{1 - 2\cos(2 \cdot \pi \cdot f_0 / f_c) \cdot z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2\cos(2 \cdot \pi \cdot f_0 / f_c) \cdot a \cdot z^{-1} + a^2 \cdot z^{-2}} \quad (1)$$

Avec  $f_0$  la fréquence à rejeter,  $f_c$  la fréquence d'échantillonnage et « a » le coefficient qui permet de régler la bande passante du filtre comme on peut l'observer sur la figure 3 ci-dessous.

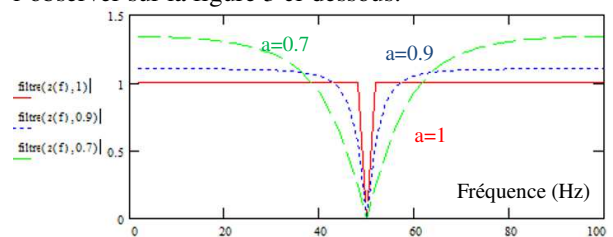


Fig 3. Réponse du filtre réjecteur ordre 2 de 50Hz

Le filtre ayant été implanté sur un Arduino nano, on peut observer le résultat sur la figure 4 avec le signal bleu mesuré sur lequel est présent la composante 50Hz et le signal rouge issu du réjecteur coupe bande :

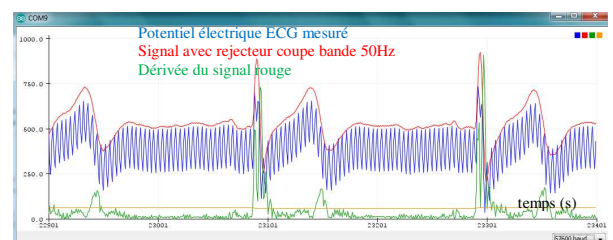


Fig 4. Signal ECG mesuré en entrée et signal filtré avec le réjecteur à 50Hz, largeur d'écran de 2.5s

Une fois le signal débarrassé du 50Hz polluant, on peut se demander comment analyser les différents traitements du signal ECG et acquérir le BPM. Peut-on les simuler ? Il est possible d'enregistrer le fichier de l'ECG et fichier CSV et à l'aide du soft ISIS d'afficher sur l'oscilloscope la sortie du traitement numérique réalisé (par exemple avec un processeur l'Atmega 328, figure 5).

On peut alors vérifier la qualité de la fonction de transfert du filtre implanté dans le processeur en réalisant une analyse fréquentielle.

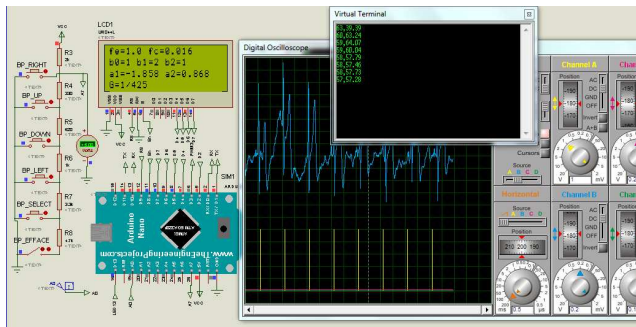


Fig 5. Simulation et test du programme avec un Atmega 328 et mesure du BPM par la dérivée

Afin d'analyser l'impact de la tension secteur parasite 50Hz sur l'ECG et de voir les différentes dynamiques du signal, il est intéressant d'utiliser la décomposition du signal par FFT. Celle-ci peut être effectuée soit sous Excel avec un enregistrement des valeurs du signal de l'ECG sur un fichier .CSV, soit en temps réel avec un oscilloscope numérique, soit par le processeur en temps réel [9].

### IV.2/ FFT du signal ECG

Sur la figure suivante, la FFT du signal ECG est présentée sans le filtre coupe bande de 50Hz, avec 256 échantillons/200Hz=1,28s. On peut observer que l'amplitude à 50Hz est très importante par rapport aux amplitudes de l'ECG situées dans une gamme de fréquences bien plus faibles.

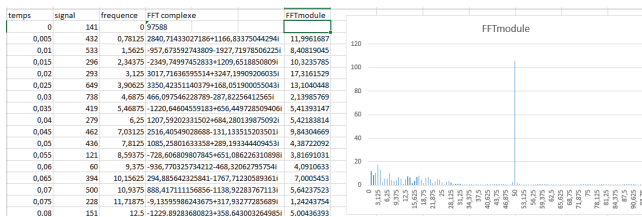


Fig 6. FFT du signal mesuré ECG et traité avec Excel avec 256 échantillons et fréquence d'échantillonnage de 200Hz

La figure suivante présente l'effet du filtre coupe bande discrétisé à la fréquence de la raie des 50Hz a disparu. On peut aussi constater que les amplitudes des différentes fréquences présentes dans le signal sont assez faibles en comparaison de la valeur décimale maximale du convertisseur analogique 1024.

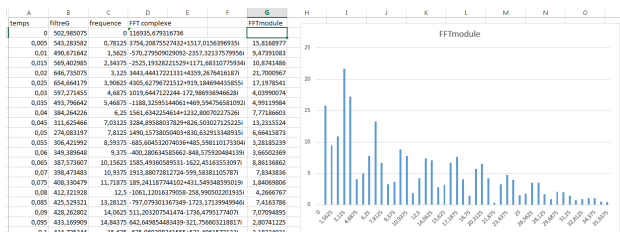


Fig 7. FFT du signal filtré ECG et traite avec Excel (256 échantillons)

Par ailleurs, la fréquence de 1 Hz du BPM est mal définie car la fréquence d'échantillon n'est pas un multiple du nombre d'échantillons. On parle d'un « phénomène de fuite ». Pour corriger ce biais, il faut choisir une fréquence d'échantillon qui soit un multiple du BPM ou acquérir un nombre d'échantillons très grand.

En prenant 2048 de données, le pas fréquentiel est de 0,1Hz, on peut observer (figure 8) que l'amplitude la plus importante correspond à l'onde la plus rapide QRS.

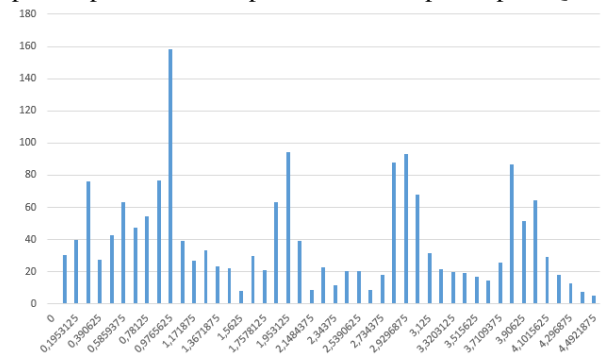


Fig 8. FFT du signal filtré ECG et traité avec Excel (2048 échantillons)

La précision de la mesure du BPM par la mesure de la fréquence de la raie principale de la FFT est donnée par la relation suivante :

$$\text{Précision BPM} = 0.1\text{Hz} * 60 = \pm 6 \text{ BPM} \quad (2)$$

Cette précision qui est due à la limite de la mémoire Ram de l'Arduino Nano est bien trop faible en terme de mesure. Afin d'améliorer celle-ci, on peut choisir un ESP 32 qui possède 8 Mo de mémoire et permet d'avoir une bonne mesure du BPM par la méthode de la FFT.

Si l'on souhaite tout de même utiliser l'Arduino Nano pour détecter les BPM, il est possible de réaliser une dérivée du signal afin de détecter la variation rapide de QRS. Cette méthode a aussi pour avantage d'être bien plus simple que la FFT. En effet, la dérivée du signal de l'ECG [11] permet de détecter la dynamique rapide du signal QRS et de mesurer la période du BPM grâce à un des timers du processeur.

Par simplicité, la méthode de dérivation d'Euler est préférée à ses concurrentes (Runge-Kutta...). Sur la figure 9, la dérivée du signal de l'ECG est représentée en concordance de temps avec le flag du compteur de la détection qui enclenche le compteur nécessaire pour mesurer la période du BPM avec la fréquence d'échantillonnage (ici de 200Hz).



Fig 9. Dérivée du signal de l'ECG et flag de la période du BMP, largeur d'écran de 2.5s

Bien que cette méthode soit pertinente, elle est très sensible à la perte d'échantillons. Il suffit de perdre une impulsion du signal de l'ECG pour que le BPM mesuré ait le double de sa valeur réelle. Il faut donc appliquer un nouveau traitement pour s'affranchir de ce défaut.

### V/ Traitement de la mesure du BPM

Afin d'éviter les erreurs d'affichages lors de perte de signal de l'ECG, il est nécessaire de réaliser un moyennage de la mesure du BPM.

Pour réaliser le moyennage de la tension d'entrée, on dispose de filtres conventionnels IIR passe-bas du second ordre [10] ou de filtres FIR qui réalisent la somme de n entrées de valeurs sans pondération pour produire une valeur moyenne (ces filtres sont appelés « valeur moyenne glissante » ou « Auto-Regressive Mobile Average »). Ces derniers filtres ont l'avantage d'être moins gourmands en calculs que les filtres IIR.

Nous proposons dans les sections suivantes de comparer trois traitements numériques de filtrages appliqués à la mesure moyenne pour avoir les BPM, donc des filtres passe-bas.

#### V.1/ Filtre du second ordre IIR passe bas

Le filtre IIR a les mêmes caractéristiques qu'un filtre analogique du même ordre puisque la pondération de ces coefficients provient de la même équation avec une approximation de l'intégration par son approximation numérique appelé « méthode bilinéaire ». Les coefficients  $a_1$  et  $a_2$  sont déterminés en fonction de la fréquence de coupure et de la fréquence d'échantillonnage. Le filtre numérique passe bas du second ordre aura la fonction de transfert suivante (2) [10] :

$$\text{filtre2o}(z) = \frac{1 + 2 \cdot z^{-1} + z^{-2}}{(1 - z^{-1} \cdot z_1) \cdot (1 - z^{-1} \cdot z_2)} \cdot \frac{1}{G} = \frac{1 + 2 \cdot z^{-1} + z^{-2}}{1 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2}} \cdot \frac{1}{G}$$

Après quelques essais, la fréquence de coupure a été choisie à 0,016Hz (62,5s).

Pour éviter une trop grande précision des coefficients du filtre numérique la période d'échantillonnage du filtre  $T_{ef}$  sera un multiple de la période d'échantillonnage de la mesure du signal de l'ECG ( $T_{eECG}=0.005s$ ), soit  $T_{ef}=1$  seconde. On en déduit les valeurs des coefficients  $a_1=-1,858$ ,  $a_2=0,868$  et  $G=1/425$  qui sont données sur l'afficheur LCD (figure 5).

Pour une atténuation désirée plus grande, il faut augmenter l'ordre du filtre. Avec l'Atmega 328, l'ordre maximum est le 4<sup>ème</sup> car les ordres supérieurs sont inaccessibles à cause de la précision de calcul du compilateur qui n'utilise que 7 chiffres significatifs.

#### V.2/ Filtre passe bas du premier ordre en cascade

La détermination des coefficients  $a_n$  des filtres IIR du n<sup>ème</sup> ordre par la méthode bilinéaire est assez

lourde mathématiquement [10]. Alors que le coefficient du premier ordre est donné par l'équation suivante :

$$\text{filtre1ordre}(z) = \frac{1 - a_1}{(1 - z^{-1} \cdot a_1)} \quad \text{avec} \quad a_1 = \frac{f_c - f_c \cdot \pi}{f_c + f_c \cdot \pi} \quad (3)$$

Pour obtenir l'ordre n, il suffit de convoluer le premier ordre n fois :

$$\text{filtreNordrecascade}(z) = \frac{(1 - a_1)^n}{(1 - z^{-1} \cdot a_1)^n} \quad (4)$$

Et l'atténuation associée à la fréquence de coupure est donnée par :

$$\text{filtreNordrecascade}(f = f_c) = \frac{1}{\sqrt{2}^n} \quad (5)$$

Cette atténuation ne correspondant pas au  $\sqrt{2}$  classique des filtres. Il est nécessaire d'ajuster le coefficient  $a_1$  en fonction de la fréquence de coupure désirée et de l'ordre :

$$a_1 \approx \left[ 1 - 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_c}{f_c} + 2 \cdot \left( \pi \cdot \frac{f_c}{f_c} \right)^2 \right] \cdot n^{-0.08} \quad (6)$$

L'atténuation en fonction de l'ordre peut être observée sur la figure 10 pour une fréquence de coupe de 0.016Hz et une fréquence d'échantillonnage de 1Hz.

Malgré les différents ordres, la fréquence de coupure est toujours identique ce qui permet de vérifier la bonne valeur du coefficient  $a_1$ .

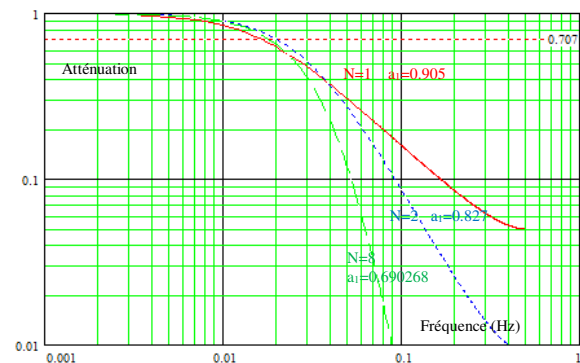


Fig 10. Atténuation de convolution de filtre du premier ordre pour une fréquence de coupe de 0.016Hz et une fréquence d'échantillonnage de 1 Hz pour un ordre N

#### V.3/ Filtre FIR à valeur moyenne glissante

La valeur moyenne glissante numérique peut être écrite sous différentes formes :

$$\text{average}_n = \text{average}_{n-1} + \frac{X_n - X_{n-N}}{N} \quad (7)$$

$$\text{average}_n = \left( X_n + \sum_{k=1}^{N-1} X_{n-k} - X_{n-N} \right) \cdot \frac{1}{N} \quad (8)$$

$$\text{average}_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{n-k} \rightarrow \frac{X(1 - z^{-N})}{(1 - z^{-1})N} \rightarrow \frac{1}{N} \int_0^N X(t) \cdot dt \quad (9)$$

L'équation récurrente (7) est aisée à implanter et ne nécessite que peu de mémoire par rapport à l'équation (9).

Pour que la valeur moyenne soit correcte, la relation entre la fréquence minimale, la fréquence d'échantillonnage et le nombre d'échantillons d'entrée  $N_{\text{entrée}}$  doit correspondre à l'inéquation suivante :

$$N_{\text{entrée}} \cdot \text{periode}_{\text{echantillonnage}} \gg \text{periode}_{\text{signal traité}} \quad (10)$$

Quel que soit le nombre d'échantillons, l'atténuation correspond à un filtre du second ordre avec une fréquence de coupure correspondant à l'équation suivante :

$$F_{\text{coupure}} = F_{\text{echantillon}} / (N_{\text{entrée}} \cdot 2) \quad (11)$$

Donc avec une fréquence d'échantillonnage de 1Hz, pour obtenir une fréquence de coupure de 0.016Hz, il faudra 30 échantillons d'entrée. Sur la figure 11, on peut observer l'atténuation de ce filtre pour différents nombres d'échantillons d'entrée ainsi que le filtre du second ordre de l'équation 2. De plus, la figure suivante confirme l'équation (11).

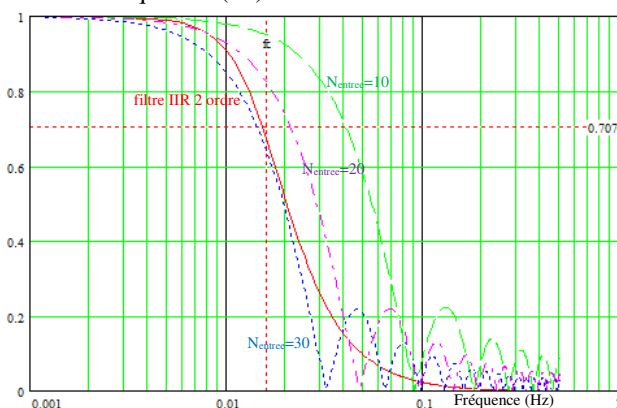


Fig 11. Filtre IIR passe bas du seconde ordre et filtre valeur moyenne glissante de N échantillon entrée

Evidemment, il aurait été possible de pondérer les coefficients  $b_n$  du filtre FIR pour augmenter l'ordre donc que les coefficients  $b_n$  ne soit pas égaux à 1 comme pour la valeur moyenne glissante avec un traitement numérique correspondra à l'équation suivante (12) [10]

$$\text{filtreFIR}(z) = (b_0 + b_1 \cdot z^{-1} + \dots + b_M \cdot z^{-M}) / G_{\text{statique}} = (\sum_0^{2-M} b_n \cdot z^{-n}) / \sum_0^{2-M} b_n$$

Mais, la programmation de l'équation précédente prend bien plus de temps de calcul que la valeur moyenne glissante (7).

### VI/Méthodes de comparaison de traitement de valeur moyenne avec signal carré

Si l'étude fréquentielle sinusoidale d'un filtre permet de comparer les filtres entre eux, l'obtention d'une valeur moyenne pourrait être aussi vérifiée avec un signal carré périodique avec un rapport cyclique variable ou fixe. La méthode est de mesurer l'ondulation en régime continu et les dynamiques au démarrage en fonction de la fréquence.

En effet, la décomposition d'une série de fourrier d'un signal carré unipolaire de rapport cyclique  $t_{\text{on}}/T$  et d'amplitude  $V_{cc}$  correspond à l'équation suivante (13) :

$$Sc(t) = \frac{2 \cdot V_{cc}}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(n \cdot \pi \cdot t_{\text{on}}/T) \cdot \cos(n \cdot 2 \cdot \pi \cdot t/T)}{n} + V_{cc} \cdot \frac{t_{\text{on}}}{T}$$

On peut observer sur la figure 12 le signal précédent avec  $n=15$  harmoniques et un rapport cyclique de 0,75.

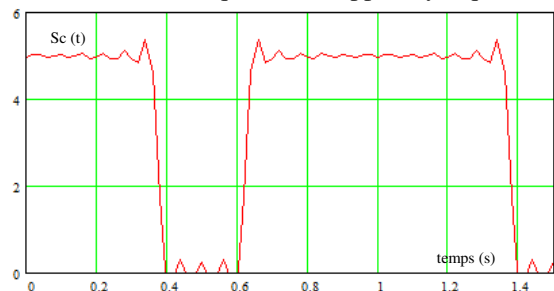


Fig 12. Signal carré de fréquence 1Hz déterminée

Etant donné que les amplitudes de chaque harmonique du signal au-delà de la fréquence de coupure 0,016Hz, seront fortement atténuées par un des traitements numériques, il ne reste en sortie du traitement numérique que l'amplitude de la valeur moyenne correspondant à l'équation suivante avec une très faible ondulation :

$$Sc_{\text{moyen}}(t_{\text{on}}) = V_{cc} \cdot \frac{t_{\text{on}}}{T} \quad (14)$$

Mais, en partant d'une valeur initiale nulle de la sortie, la constante de temps du filtre peut être observée sur l'évolution de la sortie au démarrage comme sur la simulation de la figure 13 :

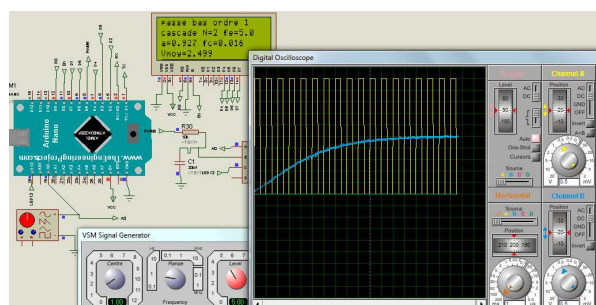


Fig 13. Test de 2 filtres numérique de 1<sup>er</sup> ordre en cascade avec la méthode du signal carré qui a une fréquence de 1Hz de rapport cyclique 0.5 pour récupérer la valeur moyenne.

Après vérification des différents traitements numériques, la dynamique du signal ECG doit être visualisée et enregistrée pour détecter d'éventuelles pathologies cardiaques.

### VII/ Affichage en temps réel du signal de l'ECG et de son traitement

L'affichage et l'enregistrement du signal peuvent être obtenus via l'écran du smartphone ou sur écran de PC par l'intermédiaire de la liaison série et un moniteur série.

Une communication Bluetooth peut aussi être réalisée (figure 14) mais le temps d'envoi des données doit être inférieurs aux durées d'échantillonnage et de traitement numérique.

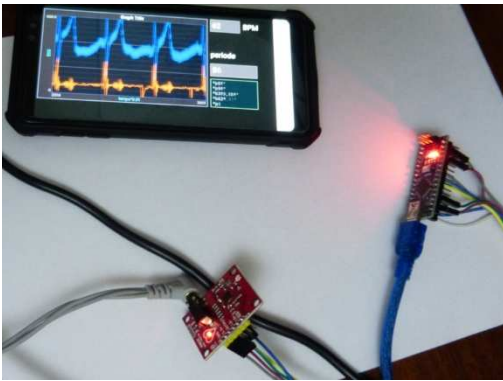


Fig 14. Affichage de l'acquisition de l'ECG sur smartphone

Avec 115200 bauds, la routine d'interruption d'envoi des données dure 3ms et 5ms avec 57600 bauds, valeurs comparables à la durée d'échantillonnage de l'ECG. Il faut donc bien régler le taux de transfert et le configurer l'émetteur Bluetooth (HC06).

Sur la figure suivante, on peut observer l'application du monitoring utilisé sur le smartphone avec l'application de supervision « Bluetooth electronic ». Mais cette application ne permet pas de faire le traitement du signal de l'ECG.

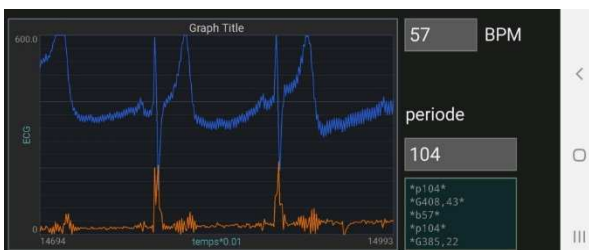


Fig 15. Monitoring de l'ECG avec affichage du BPM

On peut remarquer qu'une application Visual Studio aurait permis de réaliser le monitoring et le traitement numérique du signal avec le processeur du smartphone, laissant au processeur Atmega 328 l'unique tâche de l'acquisition du signal ECG et autorisant ainsi une fréquence d'échantillonnage plus grande.

## VIII/Conclusion

Cet article expose la mise en œuvre à moindre frais de filtres numériques sur de petits processeurs dans le cadre d'une application biomédicale. Des petits processeurs permettent aux étudiants de tester plusieurs solutions et d'analyser les limites de leurs solutions. Les différents programmes de traitement présentés dans cet article peuvent être téléchargés via le forum Arduino [8].

L'optimisation du traitement numérique demande de faire de nombreux essais malgré la simplicité du système.

D'ailleurs, les vendeurs de « shields » cartes électroniques pour Arduino mettent à disposition des programmes simples mais rarement abouti donc pas fiable avec des résultats peu pertinents.

Dans tous les cas, les filtres numériques nécessitent au programmeur un investissement important en temps particulièrement car la littérature disponible manque cruellement d'exemples et de vulgarisation de qualité.

De nombreuses thèses et travaux ont été réalisés sur le traitement numérique de l'ECG [12]. Cet article utilise différents choix de traitement mais sans optimisation.

De plus, la communauté open source manque de compétence pour faire un programme abouti d'où ce travail. Mais, un ESP32 avec un Oled serait mieux adapté pour faire l'ECG.

## IX/ Références

- [1] GHOUALI Samir « Développement d'applications de Télémedecine sur Smartphones » thèse GHOUALI Samir 2017
- [2] <https://fr.wikipedia.org/wiki/%C3%89lectrocardiographie>
- [3] <https://www.digikey.com/en/articles/design-a-low-cost-pulse-oximeter-using-off-the-shelf-components>  
[https://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/Pulse%20Sensor%20PDFs/Pulse\\_Sensor.pdf](https://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/Pulse%20Sensor%20PDFs/Pulse_Sensor.pdf)
- [4] [https://en.wikipedia.org/wiki/Pulse\\_oximetry](https://en.wikipedia.org/wiki/Pulse_oximetry)
- [5] <https://www.electroschematics.com/heart-rate-sensor/>
- [6] <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8232.pdf>
- [7] [https://fr.wikipedia.org/wiki/Filtre\\_coupe-bande](https://fr.wikipedia.org/wiki/Filtre_coupe-bande)
- [8] Forum Arduino ECG  
<https://forum.arduino.cc/t/ecg-ad8232-nano-programme-du-monitoring-bpm-heart-rate/697226>
- [9] <https://forum.arduino.cc/t/filtre-numerique-rii-rif-digital-filter-fft-atmega328-esp32/640606/27>
- [10] A.Sivert, A.Faqir, F.Betin « Traitement numérique du signal (petit processeur open source atmega 328, ESP 32) » revue 3EI N°103 2021  
[https://www.see.asso.fr/revue-numero/368142\\_3ei-2021-103](https://www.see.asso.fr/revue-numero/368142_3ei-2021-103)  
<https://www.fichier-pdf.fr/2021/07/11/traitement-numerique-filtre-arduino-esp32---iut-geii-soissons/>
- [11] <https://www.f-legrand.fr/scidoc/srcdoc/numerique/filtre/convolution/convolution-pdf.pdf>
- [12] Yongbo Liang « An optimal filter for short photoplethysmogram signals »  
<https://www.nature.com/articles/sdata201876>

Anthony Juton, Xavier Rain, Valérie Sauvant-Moynot,  
François Orsini, Christelle Saber, Seddik Bacha,  
Olivier Béthoux, Éric Labouré



## TECHNOLOGIES DES VOITURES ÉLECTRIQUES

Motorisations, batteries, hydrogène,  
recharge et interactions réseau

Préfaces de Patrick Bastard, directeur  
de la recherche, Groupe Renault  
et Carla Gohin, vice-présidente  
Recherche et Innovation, Stellantis



DUNOD

### COLLECTION TECHNIQUE & INGÉNIERIE ÉLECTROTECHNIQUE



## TECHNOLOGIES DES VOITURES ÉLECTRIQUES

L'électrification des véhicules routiers est au cœur de la communication, des innovations et des investissements des constructeurs automobiles. Rarement l'histoire aura vu une filière industrielle effectuer une mutation aussi rapide, renonçant à une prédominance de la motorisation thermique au profit de la motorisation électrique.

Fruit du travail d'une équipe complémentaire de chercheurs, enseignants et ingénieurs, cet ouvrage détaille l'ensemble de l'écosystème impacté par l'électrification des véhicules :

- Les technologies présentes et à venir de la **motorisation** des véhicules électriques.
  - Les **batteries** Li-Ion et les recherches pour les améliorer.
  - Les **chargeurs** du quotidien comme les chargeurs très haute puissance.
  - Les contraintes mais aussi les bénéfices liés aux **interactions des véhicules avec le réseau** électrique (V2G).
  - Le fonctionnement et les avancées dans le domaine des piles à combustible pour l'usage de **hydrogène sur les véhicules routiers**.
- En outre, deux annexes rappellent les fondamentaux des machines électriques et de l'électronique de puissance.

Ce livre accompagnera les ingénieurs et techniciens du secteur automobile dans cette nécessaire mutation des compétences, tout en évoquant les innovations à venir.

#### POINTS FORTS

- ✓ Une équipe d'auteurs associant enseignants/chercheurs et experts de l'industrie.
- ✓ Un champ de compétences très large, de l'électrochimie à la régulation du réseau.
- ✓ Une présentation complète et approfondie de l'écosystème voiture électrique, réseau et hydrogène compris.
- ✓ Un contenu à jour des innovations les plus récentes.
- ✓ Les perspectives pour le futur.



8574515  
ISBN 978-2-10-081806-8



Des compléments à  
l'ouvrage sont disponibles en  
téléchargement sur le site  
dunod.com.

**Anthony Juton**  
Professeur agrégé  
de physique appliquée  
ENS Paris-Saclay.

**Xavier Rain**  
Docteur et professeur agrégé  
de génie électrique IUT de  
Cachan.

**Valérie Sauvant-Moynot**  
Chef de département IFPEN  
Electrochimie et Matériaux.

**François Orsini**  
Chef de projet innovation  
Renault.

**Christelle Saber**  
Docteur/Ingénieur EnPu  
Safran.

**Seddik Bacha**  
Professeur des Universités  
Université Grenoble Alpes.

**Olivier Béthoux**  
Professeur des Universités  
GeePs/Sorbonne-Université.

**Éric Labouré**  
Professeur des Universités  
Université Paris-Saclay.

Ont également contribué  
à cet ouvrage :

**Mimoun Askeur**  
Responsable R&D/Expert  
EnPu Valeo.

**Larbi Bendani**  
Expert EnPu Valeo-Siemens.

**Antoine Claeron**  
Doctorant GeePs - SATIE.

**Éric Gimet**  
Expert EnPu Stellantis.

**Fabrice Le Bier**  
Chef de département IFPEN.

**Régis Le Drézen**  
Chef de département Mobilité  
électrique Enedis.

**Cédric Léonard**  
Chef de pôle RTE.

**Sidi-Alli Ramli**  
Ingénieur R&D Renault/  
Vedecom.

**Najib Rouhana**  
Docteur/Ingénieur EnPu  
Safran.

**Damien-Pierre Salefflou**  
Chef de projet Recharge  
Stellantis.

DUNOD  
une page d'avance

Abonnez-vous à la

**REE** REVUE DE L'ÉLECTRICITÉ ET DE L'ÉLECTRONIQUE

**BULLETIN À COMPLÉTER ET RENVOYER :**  
SEE - 17 rue de l'Amiral Hamelin - 75116 Paris - France  
01 56 90 37 17 - abo@see.asso.fr

**BULLETIN D'ABONNEMENT 2021**



**VERSION PAPIER**

5 numéros : mars, mai, juillet, octobre, décembre.  
Distribution postale

France & UE	Hors UE
<input type="checkbox"/> 125 € TTC	<input type="checkbox"/> 132,43 € HT



**VERSION NUMÉRIQUE**

Accès aux publications numériques ouvert pendant un an à compter de la date du paiement

France & UE	Hors UE
<input type="checkbox"/> 90 € TTC	<input type="checkbox"/> 88,15 € HT



**VERSION DUO**

Version imprimée + version numérique

France & UE	Hors UE
<input type="checkbox"/> 155 € TTC	<input type="checkbox"/> 161,81 € HT

**VERSION PREMIUM**

- > Adhésion SEE avec accès eREE
- + Tarif préférentiel à la revue REE format papier
- + Accès numérique aux revues 3E.I et REE
- + Tarifs préférentiels aux conférences et journées d'études

Adhésion SEE		
Standard	Retraités, enseignants, jeunes actifs (< 35 ans)	Etudiants, en recherche d'emploi
<input type="checkbox"/> 125 € TTC	<input type="checkbox"/> 65 € TTC	<input type="checkbox"/> 15 € TTC
+ Abonnement REE (Version papier)		
<input type="checkbox"/> France & UE : 63 € TTC		<input type="checkbox"/> Hors UE : 71,70 € HT

TVA de la revue REE : 2,1 %. Adhésion collective possible via des conventions de partenariat - Contactez-nous à : sg@see.asso.fr

**MES COORDONNÉES**

Prénom :

Nom :

**ADRESSE DE LIVRAISON**

Adresse :

Code postal :

Pays :

Ville :

Tél. :

e-mail\* :

\* Obligatoire

**MON RÉGLEMENT**

Je règle la somme de  €

par  Chèque à l'ordre de la SEE

Virement après réception de la facture

Carte bancaire (Visa, Eurocard/Mastercard)

N° Carte

Date de validité

N° cryptogramme

(3 derniers chiffres au dos de la carte)

Je consens à recevoir les autres diffusions de la SEE & de ses activités (congrès, soirées débats, revues, etc.) qui sont extérieur aux diffusions liés à mon abonnement.

Conformément aux dispositions légales et réglementaires en matière de données personnelles, les informations recueillies sur ce formulaire sont enregistrées dans un fichier informatisé par la SEE (Société de l'électricité, de l'électronique et des technologies de l'information et de la communication) pour la mise en place et le suivi de l'abonnement souscrit ainsi que pour l'envoi de courriers, e-mails de réabonnements. Elles sont conservées et sont destinées à être utilisées par la SEE et les prestataires techniques de la SEE afin de permettre la bonne réception du magazine et d'assurer le service client. Vous pouvez exercer votre droit d'accès aux données vous concernant par courrier : SEE - Service abonnements 17 rue de l'Amiral Hamelin 75116 Paris ou par le formulaire de contact du site web : www.see.asso.fr. Offre valable du 01/01/2021 au 31/12/2021.

**ADRESSE DE FACTURE** (Si différente)

Je joins le bon de commande administratif N°  et je désire recevoir une facture au nom de mon employeur pour paiement à réception

Raison sociale de l'employeur :

Service :

Activité (facultatif) :

Adresse :

Code postal :

Ville :

Pays :

N° TVA :

N° TVA intracommunautaire : obligatoire pour règlement HT en UE hors de France

e-mail\* :

\* Obligatoire

Date

Signature (mentions obligatoires) et cachet si il y a lieu :



**ABONNEMENT + RAPIDE :**  
<https://www.see.asso.fr/ree>



La REE est une publication trimestrielle de la SEE

