



Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005
Génie Electrique, Automatique, Bio-ingénierie

Commande et gestion d'énergie de système multi-sources

Tahereh VAEZI

Encadrants:

Eric BIDEAUX

Mohamed SMAOUI

Xavier BRUN

Contents

Résumé.....	3
Introduction.....	4
Les objectifs	6
Technologies des actionneurs	6
Actionneur électromécanique	7
Actionneur servohydraulique.....	7
Actionneur électro-hydrostatique	8
Comparais des technologies	9
État De L'art.....	9
Contrôle en force pour les actionneurs hydrauliques	9
Les stratégies de redondance	11
Modélisation des systèmes électrohydrauliques	12
Modèle de l'actionneur hydraulique.....	14
Modèle de la partie hydraulique de l'actionneur.....	14
Modèle de la partie mécanique de l'actionneur.....	14
Modélisation du frottement	14
Modélisation du servodistributeur	15
Modèle Embase	16
Modèle de commande.....	16
Synthèse d'analyse de command non linéaire	18
Commande en position par la technique du Feedback linéarisation.....	20
Commande en effort.....	23
Quand $v = \mathbf{0}$	23
Quand $v \neq \mathbf{0}$	24
conclusion et perspectives.....	27
Références	28

Figure 1- gouvernes de l'avion[]	4
Figure 2- L'interface entre le contrôle des vols en et les systèmes hydrauliques.[1].....	5
Figure 3- Schéma d'un système d'actionnement redondant [].....	5
Figure 4 - actionneurs électromécaniques.....	7
Figure 5 - actionneur hydraulique	8
Figure 6- actionneur servohydraulique et électrohydraulique	8
Figure 7- actionneur électrohydraulique	9
Figure 8- schéma du système	12
Figure 9- frottement sec	15
Figure 10- schéma du servodistributeur.....	15
Figure 11- évolution de la commande FL en position ($F_{frott} = 0$).....	22
Figure 12- évolution de la commande FL en position ($F_{frott} \neq 0$).....	22
Figure 13- évolution de la commande FL en effort avec vitesse nulle	24
Figure 14- évolution de la commande FL en effort	26
Figure 15- cubes des variables	26

Résumé

L'évolution vers les avions plus électriques engendre des efforts importants pour développer des actionneurs à source de puissance électrique pour les commandes de vol. Pour de telles applications critiques, il est peut être intéressant dans le futur d'associer à une même surface de contrôle un actionneur conventionnel à source de puissance hydraulique et un actionneur à source de puissance électrique mais ceci pose un problème important lorsque les deux actionneurs sont actifs simultanément: comme chacun essaye d'imposer sa position à l'autre, les deux actionneurs luttent l'un contre l'autre en développant des efforts néfastes qui ne sont pas utilisés par la charge. L'objet du présent travail est de proposer des stratégies d'égalisation d'effort pour un système d'actionnement impliquant ces types d'actionneurs opérant en modes différents. La première étape est de concevoir leur commande en position et en effort et de la valider sur banc d'essai.

Les objectifs de cette thèse étant multiples. Nous souhaitons dans un premier temps proposer des stratégies de commande dont le but sera de tirer avantage des différentes technologies en fonction du mode de fonctionnement : collaboration des actionneurs ou utilisation d'un seul, c'est-à-dire passivation des autres. La seconde partie du travail visera à intégrer un critère sur la gestion de l'énergie en termes de planification de trajectoire et de gestion de mode. Enfin nous nous focaliserons sur les problématiques de changement de mode, c'est-à-dire la reconfiguration du système, sous contrainte de continuité des trajectoires suivies.

Introduction

Le système de commande de l'avion possède différentes surfaces de commande, Figure 1, y compris les surfaces de contrôle primaires et les surfaces de contrôle secondaires. La commande de primaire est composée d'elevator, de rudder et d'ailerons qui génèrent le couple nécessaire pour réaliser les mouvements de tangage, de roulis et de lacet de l'avion. Le contrôle de secondaire est en charge de la configuration aérodynamique de l'avion à travers la commande en position du volet, des spoilers et du stabilisateur horizontal.

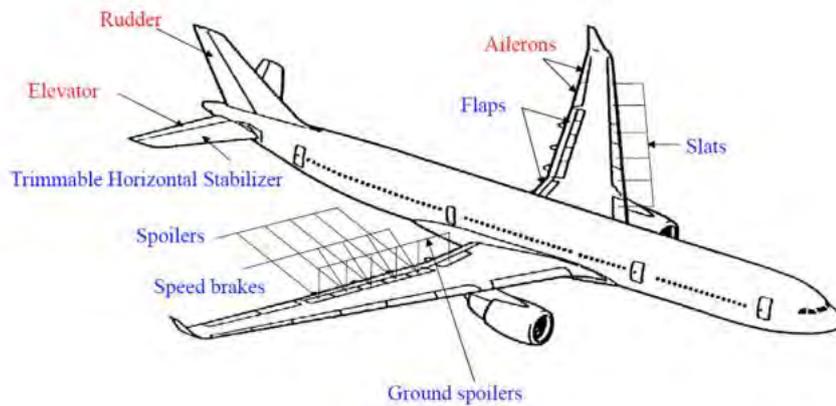


Figure 1- gouvernes de l'avion[1]

Dans les avions modernes, les actionneurs hydrauliques sont alimentés par des réseaux à pression constante centralisés indépendants et redondants. Depuis plusieurs années, cependant, il existe un intérêt continu pour "l'avion plus électrique" (MEA)¹. Dans le concept de la MEA, les composants hydrauliques sont remplacés par des composants électriques afin d'économiser au moins un circuit d'alimentation hydraulique. De ce fait, il existe un grand potentiel pour réduire les coûts d'installation, de maintenance et le poids du système. (Figure 2)

¹ More electrical aircraft

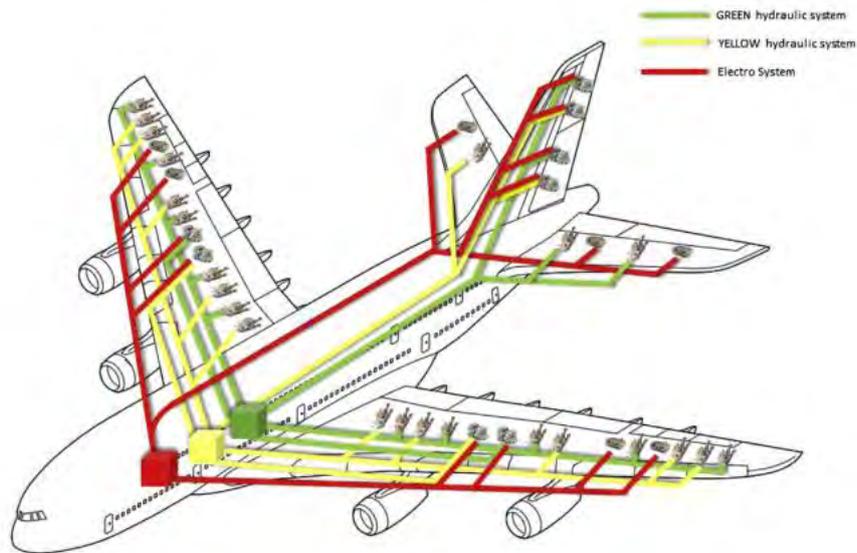


Figure 2- L'interface entre le contrôle des vols en et les systèmes hydrauliques.[1]

L'interface entre la commande de vol et le système d'alimentation hydraulique est généralement un actionneur hydraulique pilote par un servodistributeur (SHA) mais il existe aussi des actionneurs hydrauliques pour lesquels la génération de la puissance hydraulique est local (EHA). Dans ces architectures modernes l'actionneur électromécanique (EMA), évité la conversion d'énergie électrique en l'énergie hydraulique.

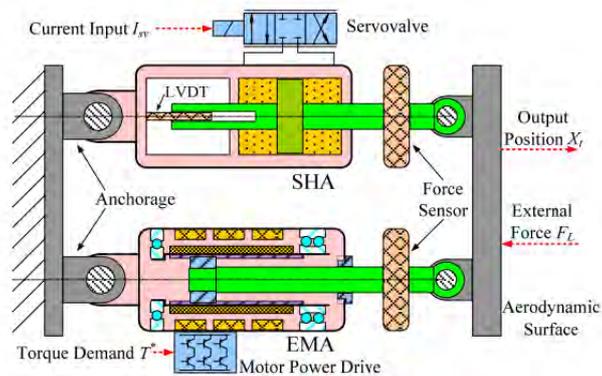


Figure 3- Schéma d'un système d'actionnement redondant [2]

Un exemple de Schéma d'un système d'actionnement redondant a été donné par la Figure 3. Avec un actionneur électromécanique (EMA) et un actionneur servohydraulique (SHA) agissant sur la même gouverne. Ceci offre l'opportunité d'introduire des modes de commande très différents. De l'opération en mode actif / passif, actif / actif, actif / sans-charge toutefois, une problématique dite de force fighting se produit des que les deux actionneurs sont activement contrôlés.

Cette thèse est une opportunité pour le développement de nouveaux dispositifs mécatroniques multi-énergies associant énergie électrique, énergie fluide et électronique de commande. Ces architectures que l'on peut retrouver dans d'autre domaine et dans d'autres contextes que la fiabilité, permettent également de tirer avantage des différentes technologies en fonction du mode de fonctionnement et des objectifs fixés par le cahier des charges. Toutefois, elles conduisent à de nombreuses difficultés du point de vue de la commande. En dehors des problématiques de pilotage lors des phases de changement de mode, il existe aussi des problématiques de passivation (ou transparence) des systèmes secondaires lors de l'utilisation du système primaire afin d'éviter les phénomènes dit de "force fighting". Pour atteindre des performances dynamiques plus élevées pour les dispositifs de suivi de trajectoire en position ou en effort, ces architectures constituent également une solution intéressante. La problématique de la synchronisation des actionneurs mis en collaboration est là encore un enjeu scientifique original.

Classiquement, les actionneurs utilisés sont issus de la même technologie. Nous proposons ici de développer des stratégies de commande pour ces architectures redondantes. L'originalité du travail et les enjeux scientifiques résultent d'une prise en compte de l'hétérogénéité de ces architectures.

Les objectifs

Les objectifs de cette thèse étant multiples. Nous souhaitons dans un premier temps proposer des stratégies de commande dont le but sera de tirer avantage des différentes technologies en fonction du mode de fonctionnement : collaboration des actionneurs ou utilisation d'un seul, c'est-à-dire passivation des autres. La seconde partie du travail visera à intégrer un critère sur la gestion de l'énergie en termes de planification de trajectoire et de gestion de mode. Enfin nous nous focaliserons sur les problématiques de changement de mode, c'est-à-dire la reconfiguration du système, sous contrainte de continuité des trajectoires suivies.

Technologies des actionneurs

Les avancées technologiques réalisées dans le domaine des actionneurs ou de leurs composants ont toujours permis aux équipementiers aéronautiques de proposer des solutions judicieuses. Les constructeurs aéronautiques ont pris le parti de supprimer l'utilisation des dispositifs mécaniques pour la transmission des commandes de vol. Les commandes de vol électriques ont été un premier pas vers l'objectif de « l'avion tout électrique » pour lequel les systèmes hydrauliques et pneumatiques devraient être à terme remplacés par des fonctions électriques ou électromécaniques. Aujourd'hui, les développements et les choix effectués sont à un stade où l'accent s'est porté sur des

concepts différents, comme les actionneurs électromécanique (EMA) ou les actionneurs électro-hydrauliques (EHA), qui n'ont plus besoin d'alimentation hydraulique externe. Dans la suite, nous présentons les concepts de différents d'actionneurs.

Actionneur électromécanique

Les actionneurs électromécaniques sont des actionneurs mécaniques où pour lesquels la puissance nécessaire est générée par un moteur électrique. Le mouvement rotatif du moteur est converti en déplacement linéaire. Le primaire de la vis sans fin est utilisé afin de déplacer une grande charge sur une petite distance. Différente technologie de vis existent afin de répondre aux besoins des applications en termes de rendement réversibilité, précision, ...

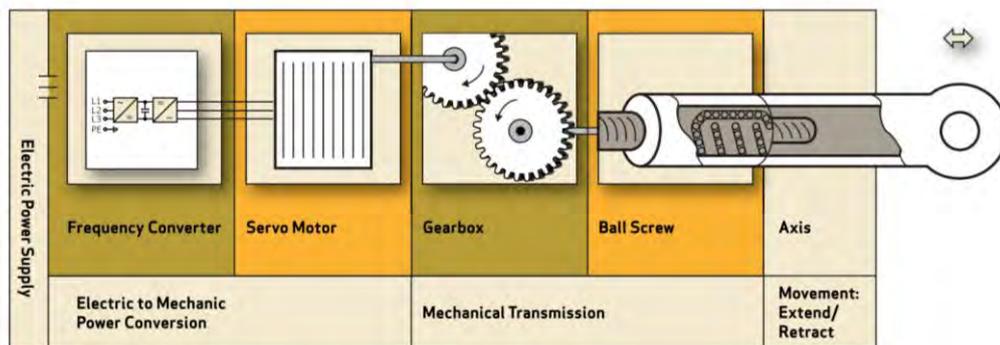


Figure 4 - actionneurs électromécaniques

Actionneur servohydraulique

Pour un actionneur hydraulique, un moteur (souvent asynchrone) entraîne une pompe qui convertit hydraulique dans nombreuses applications mobiles la pompe peut aussi être directement entraînée par un moteur thermique. Néanmoins, pour un SHA la génération de la puissance hydraulique est géré plus ou moins indépendant de la charge finale, même s'il existe des systèmes dit à "load desing" qui couplent la puissance utile à la puissance générée. Pour l'actionnement, une vanne proportionnelle contrôle le débit vers les chambres d'un vérin hydraulique. En fonction de la direction d'écoulement, l'axe est déplacé dans un sens ou l'autre sens.

Dans les avions actuels, la plupart des dispositifs d'actionnement utilisés pour les systèmes de commande de vol et de train d'atterrissage sont des actionneurs servohydrauliques (SHA) qui sont alimentés hydrauliquement et comportent une servovalve comme élément de commande de puissance interfaçant avec la commande électrique. Cependant, l'industrie aéronautique s'est engagée dans l'évolution vers le MEA ces dernières années, et les réseaux hydrauliques sont progressivement remplacés par les réseaux électriques.

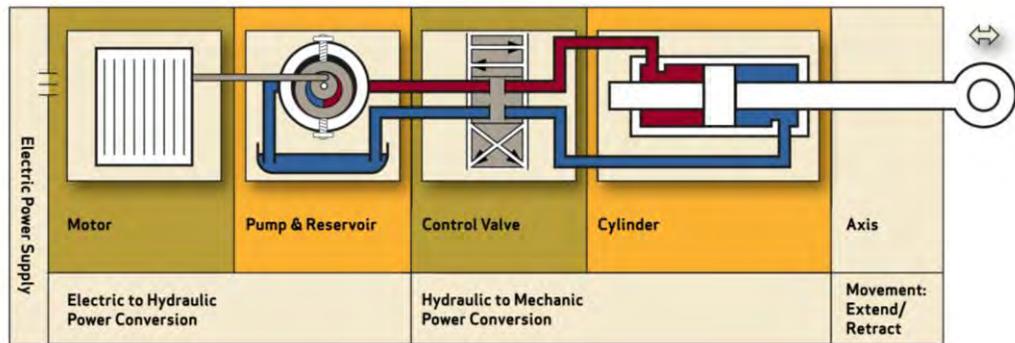


Figure 5 - actionneur hydraulique

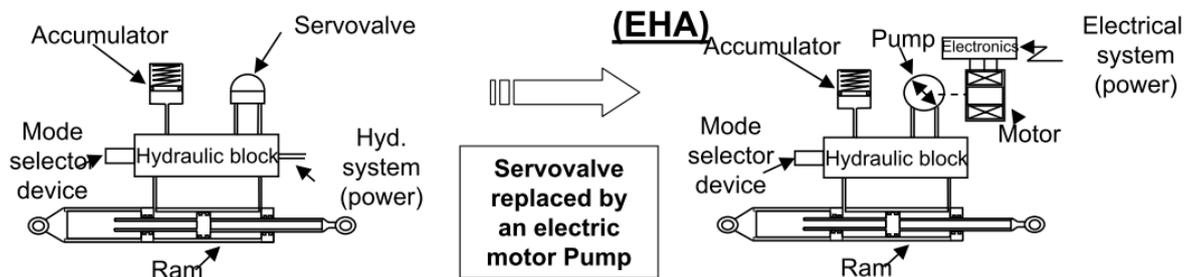


Figure 6- actionneur servohydraulique et électrohydraulique

Actionneur électro-hydrostatique

Les actionneurs électro-hydrostatiques (EHA) permettent une conversion locale de la puissance électrique en puissance hydraulique. Un servomoteur électrique entraîne une pompe bidirectionnelle à vitesse variable qui est reliée aux deux chambres d'un vérin hydraulique. En fonction du sens du débit, l'axe est déplacé dans un sens ou de l'autre. Contrairement au SHA, le contrôle du mouvement est effectué par la pompe. Faisant varier la vitesse du moteur électrique et ainsi le débit.

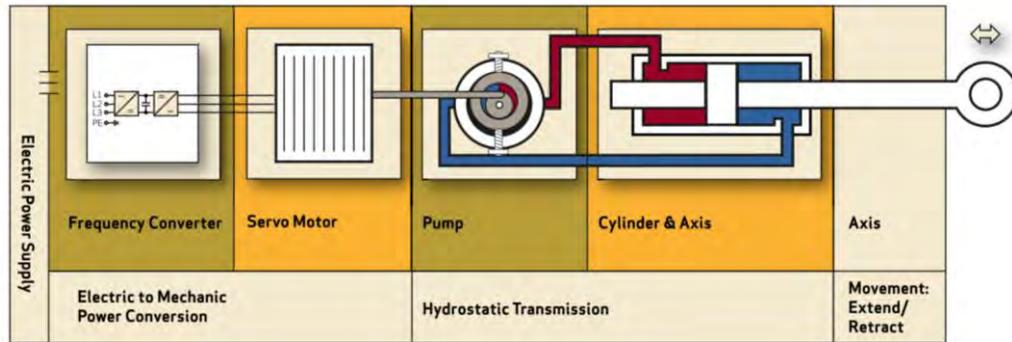


Figure 7- actionneur électrohydraulique

Comparais des technologies

	Electro mécanique	Electro hydraulique	Hydraulique
Avantages	Haute efficacité énergétique L'installation de montage facile Entretien facile Faible émission de bruit Bien adapté pour l'actionnement rotatif	Haute efficacité énergétique Densité de puissance élevée Faible émission de bruit Facile montage / intégration et mise en service Faible émission de bruit Pas de contrecoup	Force élevée Pas de contrecoup Haute fiabilité Stockage d'Energie
Désavantage	Grippage possible de la transmission mécanique Contrecoup	Rigidité limitée	Efficacité énergétique Unité d'alimentation externe nécessaire Tuyauterie risque de fuite

État De L'art

En raison des avantages et des inconvénients de chaque technologie, il est nécessaire de concevoir un système de contrôle capable d'ajuster le déplacement, la pression, le débit, la puissance ou une combinaison de ces caractéristiques. Nous proposons dans la suite une revue de travaux traitent de ces problèmes de redondance.

Contrôle en force pour les actionneurs hydrauliques

Alleyne et Liu présentent l'analyse d'un problème particulier de suivi de force pour des actionneurs hydrauliques linéaires pilotés par une servovalve. Il est démontré que des solutions de contrôleur simples sont tout à fait adéquates pour d'autres types d'objectifs de contrôle tels que la régulation de force ou le suivi de position. Cependant, la plupart

des méthodes de solution simples sont inadéquates pour le suivi de la force en raison des limites fondamentales de la formulation du problème. Ils ont montré qu'il existe des limites sur les contrôleurs linéaires simples (Ex., PID) pour le suivi de la force avec les systèmes hydrauliques. Ainsi, le problème de la commande en effort pour les systèmes hydrauliques est nettement plus difficile que la commande en position. [3]

Alleyne et Liu [4], développent un algorithme de contrôle basé sur la théorie de Lyapunov pour le suivi de la force avec un actionneur électrohydraulique. Le contrôleur développé s'appuie sur un modèle précis du système. L'incertitude des paramètres dans le modèle a ensuite été compensée par un schéma d'adaptation basé sur l'analyse de Lyapunov. Une structure variable a été introduite dans le schéma d'adaptation pour compenser l'asymétrie paramétrique. La loi de commande couplée et les schémas d'adaptation ont été implémentés sur un système expérimental. Les résultats expérimentaux ont montré que la loi de commande proposée et les schémas d'adaptation sont efficaces.

Une analyse des équations du système non linéaire est utilisée dans la dérivation d'une fonction de Lyapunov qui fournit un suivi de trajectoire de force exponentiellement stable. Le suivi de position est également possible avec cette loi de commande. La simulation du contrôleur démontre un bon suivi de position même en présence d'erreurs dans les paramètres physiques, sans la complexité de la structure variable ou des méthodes adaptatives. [5].

Niksefat, et Sepehri, ont appliqué la technique QFT au développement d'un contrôleur de force pour actionneurs hydrauliques. Un contrôleur robuste a ensuite été conçu, avec un préfiltre, pour maintenir une performance de commande en effort satisfaisante malgré un large éventail d'incertitudes. En particulier, ils ont montré qu'il est possible d'utiliser un seul contrôleur de force à gain fixe, et que les performances de contrôle peuvent être insensibles à la variation structurelle de l'installation. Le signal de commande est lisse, mais il contient des oscillations à haute fréquence en raison du bruit généré par le capteur de force. [6]

Une approche de type backstepping est utilisée par Nakkarat et Kuntanapreeda pour concevoir un contrôleur non linéaire d'une commande en effort d'un actionneur électrohydraulique simple à tige unique. La conception du contrôle garantit la convergence de l'erreur de suivi. Pour concevoir la commande, la connaissance des états du système est nécessaire. Dans l'application présentée la force est disponible et mesurable. Pour résoudre ce problème, un observateur PI a donc été utilisé pour estimer les états du système. Les résultats montrent que le contrôleur basé sur l'observateur proposé offre une performance de suivi supérieure à celle des contrôleurs P et PI. Bien que la dérivation de la loi de commande backstepping garantisse la convergence de l'erreur de poursuite, il n'y a pas de preuve théorique de stabilité de la commande en couplant de l'observateur et le contrôleur. [7]

Un autre schéma de contrôle, basé sur la combinaison de réseaux de neuro et d'une commande par mode glissant, a été proposé pour résoudre le problème de suivi de force pour un actionneur électrohydraulique par Lizalde et al. Une telle combinaison permet d'obtenir des propriétés de chattering-free et de robustesse du système en boucle fermée. [8]

Cependant, dans un système hydraulique, l'huile hydraulique est compressible. Une friction peut se développer entre le cylindre et le piston, provoquant des problèmes de fuite [9]. De plus, les caractéristiques du système peuvent également varier avec la température de l'huile. Un servodistributeur présente également des problèmes de zone morte et d'hystérésis [10,11]. Les propriétés ci-dessus peuvent par conséquent avoir un effet énorme sur les performances du contrôle du système. Il est donc difficile pour un contrôleur linéaire général d'obtenir un contrôle efficace. Par conséquent, de nombreux chercheurs ont proposé d'utiliser des principes de contrôle non linéaire pour réaliser le contrôle.

Les stratégies de redondance

L.WANG et, al [12] ont développé des stratégies de contrôle pour résoudre le force fighting d'un système de contrôle de position redondant actif /actif impliquant des actionneurs de technologie différents. Ces travaux de recherche sont basés sur un banc d'essai de commande redondant composé d'un actionneur électromécanique (EMA) et d'un actionneur servohydraulique (SHA). Un modèle numérique de ce banc d'essai est développé et détaillé, et les sources de force fighting sont étudiées à partir de celui-ci. Trois stratégies de contrôle d'égalisation de force statique sont proposés. Dans la première, les deux actionneurs sont en contrôle de position et avec une égalisation de force quasi-statique. Dans le second, le SHA est en contrôle de position mais l'EMA est en contrôle de force pour compenser la force fighting. Dans la troisième, le SHA est commandé pour le déplacement de la charge tandis que l'EMA est commandé pour produire une force nulle.

Waheed et, al [13] présentent différentes stratégies pour la synchronisation de position de la configuration hybride impliquant SHA et EHA en mode actif / actif. Quatre stratégies de synchronisation de position ont été présentées. La première, utilise un contrôleur PID pour équilibrer la dynamique de la boucle de position. La deuxième stratégie utilise un contrôleur PI Fuzzy pour contrôler la dynamique de la boucle de position et un contrôleur PID permet d'améliorer les performances de rejet de perturbation. La troisième et la quatrième stratégie utilise un PID pour la dynamique de la boucle de position et les pré-compensateurs pour égaliser la dynamique de la force. Chaque stratégie présente des avantages et des désavantages. Cependant, la stratégie du contrôleur PID est meilleure en ce qui concerne la propriété de la séparation et la stratégie SHA pré-compensateurs est meilleure en ce qui concerne la réduction du force fighting. La stratégie du contrôleur PI fuzzy à réglage automatique et la stratégie du compensateur EHA sont meilleures en ce qui concerne l'efficacité (rendre l'EHA plus rapide améliore l'efficacité du système).

Dans l'article de Cochoy et, al [14], des concepts de commande pour différentes configuration hybride, prolongeant les boucles de commande d'actionneur d'origine, sont présentés. Ils permettent un fonctionnement actif / actif ainsi qu'un fonctionnement actif / sans charge. Les modèles non linéaires et linéaires d'un EMA, d'un SHA et d'une

structure de gouverne sont obtenus de données techniques pour une SHA et combinés à un modèle de configuration hybride. Ces modèles sont utilisés pour l'appariement de la dynamique des actionneurs et la simulation des lois de contrôle développées. Dans ce cas un contrôle proportionnel pour la position et la force est utilisé. Il faut noter que dans ces travaux:

- ✓ Toutes les limitations de signal sont négligées.
- ✓ Les effets de friction non linéaires tels que le frottement secs (EMA) sont négligés, seuls les termes de frottement visqueux sont considérés.
- ✓ Le jeu dans la cinématique de l'EMA est négligé.
- ✓ L'efficacité de la transmission EMA est négligée.

Modélisation des systèmes électrohydrauliques

Ce chapitre est consacré à la modélisation des actionneurs électrohydrauliques et plus précisément à la modélisation des servovérins simple ou double tige, double effets et des pré-actionneurs associés (distributeurs proportionnels, servodistributeurs, servovalves). L'approche que nous avons adoptée pour la modélisation consiste à utiliser les notions fondamentales de la mécanique classique et de la mécanique des fluides pour décrire le comportement dynamique du processus. [15, 16]

Le dispositif expérimental considéré est un banc d'essai électrohydraulique composé d'une centrale hydraulique, de deux servodistributeurs, d'un vérin double effet entraînant une charge, d'un système de prototypage rapide des lois de commande et d'un ensemble de capteurs, voir Figure 8.

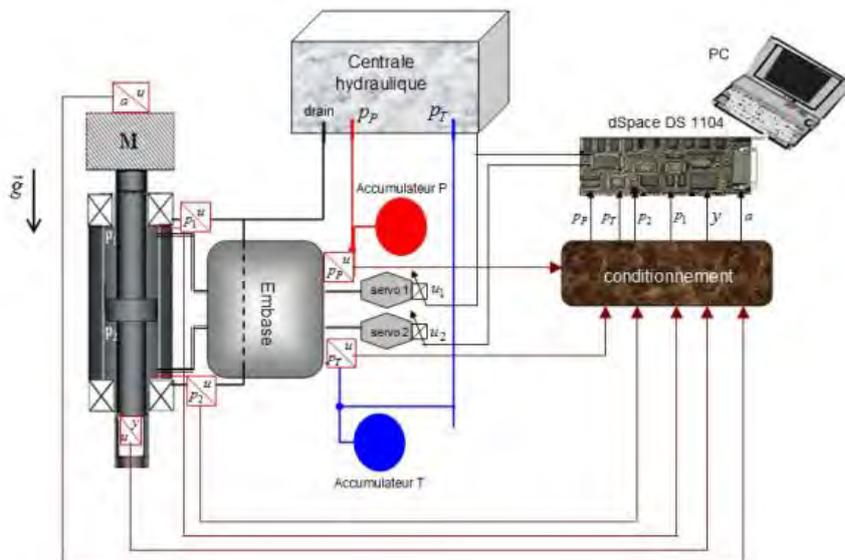


Figure 8- schéma du système

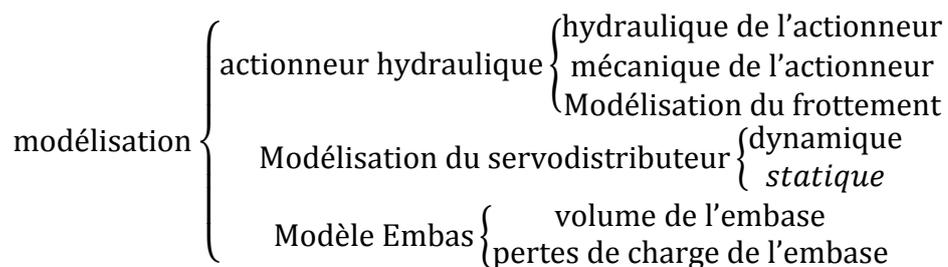
La centrale hydraulique fournit l'énergie hydraulique nécessaire à l'actionnement du vérin. Deux servodistributeurs MOOG D765 fonctionnant en multimodes, permettent de moduler la puissance hydraulique fournie au vérin par variation des sections de passage

du fluide. Les sections sont pilotées par des signaux de commande délivrés par le système d'acquisition/commande. Celui-ci permet d'élaborer ces signaux selon la stratégie implantée en fonction des consignes reçues et des informations délivrées par les capteurs. Dans le paragraphe suivant, une brève description de modèle du banc est donnée.

Le modèle de commande retenu à la fin de la phase de modélisation, nous servira par la suite pour la synthèse des commandes en suivi de trajectoire. Afin d'exploiter au mieux la dynamique du système, il est nécessaire de développer un modèle de commande utilisable pour certains domaines de fréquences. Pour ce faire, il est judicieux de définir les points importants à considérer dans la modélisation. En fait, dans la plupart des systèmes hydrauliques classiques, la dynamique du vérin est négligeable devant celle du servodistributeur. Dans ce cas la dynamique du vérin est représentée par un intégrateur pur. Dans notre cas, selon l'ouverture, la dynamique du servodistributeur est entre 180 Hz et 1 kHz. La dynamique du vérin hydraulique utilisé à faible charge conduit à avoir des dynamiques très élevées en particulier pour les positions extrêmes où le mode hydraulique du vérin atteint 700 Hz. Il peut être nécessaire de tenir compte simultanément de la dynamique du vérin et de celle du servodistributeur.

- Le modèle de l'actionneur hydraulique est décomposé de la manière suivante : Modèle de la partie hydraulique de l'actionneur, Modèle de la partie mécanique de l'actionneur et Modélise du frottement.
- Le servodistributeur est l'organe essentiel pour la synthèse des lois de commande. Dans la littérature, les deux étages du servodistributeur ont souvent été étudiés. Nous avons retenu un modèle de représentation détaillant chaque étage. Nous préciserons à chaque fois les hypothèses prises en compte avant le passage vers le modèle de commande. La modélisation du servodistributeur est généralement décomposée en deux parties principales, la première concerne la dynamique globale du servodistributeur et la deuxième se focalise pour les lois de débit de l'étage de puissance.
- L'embase est constituée d'un ensemble de conduites mettant en communication les ports d'utilisation des servodistributeurs avec les ports du vérin en fonction du mode de fonctionnement sélectionné :
 - Mode (1) : le vérin est piloté par un seul servodistributeur,
 - Mode (2) : le vérin est piloté par les 2 servodistributeurs en parallèle,
 - Mode (3) : chacune des chambres est contrôlée par un seul servodistributeur.

Il est judicieux de le décrire par un modèle de simulation qui reproduit les phénomènes physiques prépondérants. Dans cette partie, nous allons donc présenter la modélisation de chaque composant important du système:



Modèle de l'actionneur hydraulique

Modèle de la partie hydraulique de l'actionneur

Chaque chambre du vérin est considérée comme un volume de contrôle variable rempli d'huile à pression $p(t)$, à température $T(t)$ et de masse volumique $\rho(t)$. Dans un intervalle de temps dt , la loi de conservation de la masse appliquée au volume $V(t)$ implique que la masse du fluide entrant dans le volume de contrôle est égale à la masse du fluide sortant augmentée par la variation de la masse d'huile contenue dans le volume V . le modèle de la partie hydraulique du vérin :

$$\begin{cases} Q_1 - Q_{12} - Q_{1f} = \frac{V_1(y)}{\beta} \frac{dp_1}{dt} + S \frac{dy}{dt} \\ Q_2 + Q_{12} - Q_{2f} = \frac{V_2(y)}{\beta} \frac{dp_2}{dt} - S \frac{dy}{dt} \end{cases} \quad 1$$

avec Q_{1f} et Q_{2f} les débits de fuite externes des chambres 1 et 2, débits orientés de l'actionneur vers le drain et Q_{12} le débit de fuite inter-chambre orienté de la chambre 1 vers la chambre 2. Les volumes des chambres du vérin sont définis en fonction de la position du piston :

$$\begin{cases} V_1(y) = V_0 + Sy \\ V_2(y) = V_0 - Sy \end{cases} \quad 2$$

Avec $V_0 = V_m + S \frac{l}{2}$ le volume de contrôle initiale (pour $y = 0$) avec V_m est le volume mort supposé identique pour chacune des chambres, l la course totale du vérin et S la section effective du piston. Selon les données du constructeur du vérin, le débit de fuite $Q_{12} \approx 10^{-4} \text{ l/min}$, Q_{1f} et Q_{2f} sont également très faibles à cause des paliers hydrodynamiques.

Modèle de la partie mécanique de l'actionneur

La partie mécanique du modèle est obtenue en appliquant la deuxième loi de Newton au solide en mouvement, ce qui conduit à l'équation dynamique suivante :

$$M \frac{d^2 y}{dt^2} = S(p_1 - p_2) - Mg - F_{frott}(y, \frac{dy}{dt}, p_1, p_2, T) - F_{ext} \quad 3$$

Où F_{frott} représente l'effort dû aux frottements, g constantes gravitationnelles et F_{ext} l'effort extérieur appliqué au système.

Modélisation du frottement

La modélisation et l'identification des frottements sont des problèmes difficiles, surtout dans le cas où la vitesse relative entre les deux objets en contact est très faible. Les frottements constituent en effet un phénomène complexe qui dépend souvent d'un grand

nombre de paramètres tels que la rugosité des surfaces en contact, la viscosité du fluide, les pressions au niveau des chambres, la déformation des joints, l'usure, la température, ... il y a nombreux modèles de frottement dans la littérature (Coulomb, Karnopp, Tustin, ...), chacun de ces modèles étant adapté à un système physique différent et faisant intervenir différents paramètres.

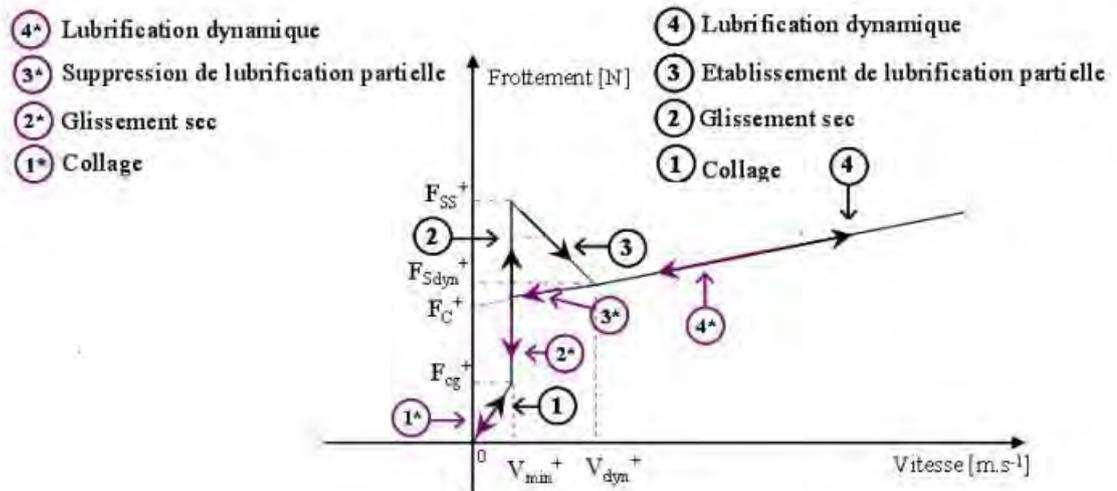


Figure 9- frottement sec

Le modèle de frottements présenté est assez complexe pour l'élaboration des stratégies de commande. Nous négligeons alors l'effet d'hystérésis et nous supposons que le frottement est symétrique par rapport au sens du déplacement. La présence d'une pente et non d'une discontinuité autour des valeurs nulles de la vitesse, nous a permis d'approximer le frottement sec par une fonction tangente hyperbolique. Ainsi, le modèle de commande retenu pour le frottement sec est donné par :

$$F_{fs}(v(t)) = \left[F_{s\text{dyn}} + (F_{s\text{dyn}} - F_c) e^{(-C|v(t)|)} \right] \tanh(v(t)) \quad 4$$

Modélisation du servodistributeur

Le schéma bloc du servodistributeur à deux étages est donné par la figure :

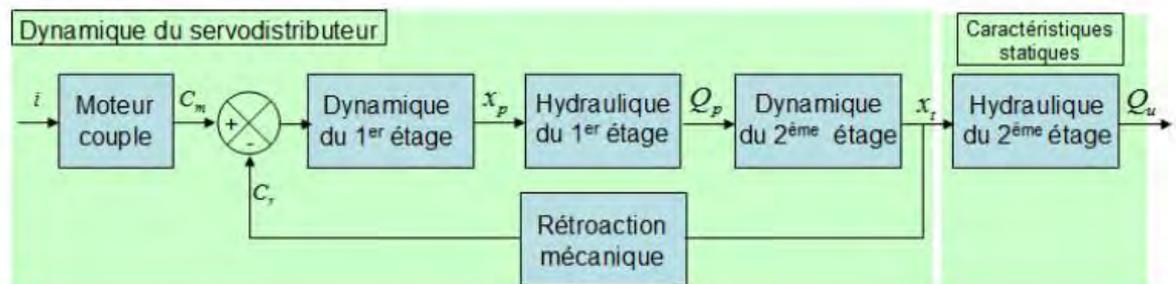


Figure 10- schéma du servodistributeur

Selon le sens du passage du courant dans les enroulements du moteur couple, il résulte la création d'un couple électromagnétique C_m permettant l'inclinaison θ_a de l'armature. Cette dernière entraîne également un déplacement x_p de la palette entre les deux buses, et un tube flexible exerce un couple de rappel C_{tube} sur cette partie mobile. Le déséquilibre des sections de passage au niveau des buses engendre un déséquilibre des pressions de pilotage du tiroir (p_{p1}, p_{p2}). Le tiroir se déplace alors entraînant l'extrémité de la tige de rétroaction qui crée à son tour un couple de rappel C_r s'exerçant sur l'ensemble mobile et opposé au couple moteur.

Modèle Embase

Le volume de fluide à considérer dans l'embase et les pertes de charge induites ne sont pas négligeables et agissent sur le comportement dynamique du système. Toutefois, du fait des diamètres de ces circuits et de leur faible longueur, nous pouvons tout à fait négliger les effets inertiels du fluide dans l'embase. Il est en de même pour les pertes de charge dans les vannes et les réducteurs de débit qui ont été dimensionnés pour ne pas influencer le système.

Modèle de commande

Le modèle de commande retenu repose sur les hypothèses suivantes :

- Le comportement du système est supposé isotherme,
- Les pressions dans les chambres sont considérées homogènes,
- La dynamique du servodistributeur est négligée devant celle du vérin,
- L'écoulement est décrit par un régime turbulent, les coefficients de débits $C_{d1} = C_{d2}$ sont constants,
- Le servodistributeur est parfaitement symétrique $C_{d1} = C_{d2} = C_d$,
- Le frottement est symétrique par rapport au sens de déplacement et l'effet d'hystérésis n'est pas pris en compte,
- Les débits de fuite externes et inter-chambres sont négligés.

Le modèle de commande peut s'écrire sous la forme :

$$X = f(X) + g(X)U \quad 5$$

Avec $X = [y \ v \ p_1 \ p_2]^T$, $f(X)$ et $g(X)$ des champs de vecteurs suffisamment différentiables considérés comme localement Lipchitziens (par rapport au domaine physique), et $U = [u_1 \ u_2]^T$ le vecteur de commande.

Afin de ne pas alourdir l'écriture, la variable temps t sera omise dans les vecteurs d'état, de commande et de sortie.

$$f(X) = \begin{pmatrix} v \\ \frac{1}{M} [S(p_1 - p_2) - Mg - bv - F_{fs}(v) - F_{ext}] \\ -\frac{\beta}{V_1(y)} S v \\ \frac{\beta}{V_2(y)} S v \end{pmatrix} \quad 6$$

$$g(X) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{\beta}{V_1(y)} \alpha C_1^* \psi_1(p_1, p_P, p_T, \text{sign}(u)) \\ -\frac{\beta}{V_2(y)} \alpha C_2^* \psi_2(p_2, p_P, p_T, \text{sign}(u)) \end{pmatrix} \quad 7$$

Et pour le mode 3 :

$$g(X) = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{\beta}{V_1(y)} \alpha C_1^* \psi_1(p_1, p_P, p_T, \text{sign}(u_1)) & 0 \\ 0 & -\frac{\beta}{V_2(y)} \alpha C_2^* \psi_2(p_2, p_P, p_T, \text{sign}(u_2)) \end{pmatrix} \quad 8$$

Où :

$$\begin{cases} V_1(y) = V_{01} + Sy \\ V_2(y) = V_{02} - Sy \end{cases} \quad 9$$

Et pour les entrées :

$$\begin{cases} Q_{1sv} = Q_1 = \alpha u C_1^* \psi_1(p_1, p_P, p_T, \text{sign}(u)) \\ Q_{2sv} = Q_2 = \alpha u C_2^* \psi_2(p_2, p_P, p_T, \text{sign}(u)) \end{cases} \quad 10$$

Où :

$$\begin{cases} \psi_1(p_1, p_P, p_T, \text{sign}(u)) = [h(u)G_{11}(\cdot) + h(-u)G_{12}(\cdot)] \\ \psi_2(p_2, p_P, p_T, \text{sign}(u)) = [h(u)G_{21}(\cdot) + h(-u)G_{22}(\cdot)] \end{cases} \quad 11$$

Avec :

$$\begin{cases} G_{11}(\cdot) = \sqrt{|p_p - p_1|} \text{sign}(p_p - p_1) \\ G_{12}(\cdot) = \sqrt{|p_1 - p_T|} \text{sign}(p_1 - p_T) \\ G_{21}(\cdot) = \sqrt{|p_2 - p_T|} \text{sign}(p_2 - p_T) \\ G_{22}(\cdot) = \sqrt{|p_p - p_2|} \text{sign}(p_p - p_2) \end{cases} \quad 12$$

$$\alpha = K_i K_{sv} \sqrt{\frac{2}{\rho}} C_d$$

Et

$$h(u) = \frac{1 + \text{sign}(u)}{2} \quad 13$$

Cette étude nous a permis de faire le passage entre le modèle de simulation vers le modèle de commande en précisant les différentes hypothèses utilisées. Après ces étapes de modélisation, un modèle linéaire a été développé pour concevoir une commande linéaire.

Nous avons synthétisé une loi de commande nonlinéaire en position et en effort par la technique du feedback linéarisation entrée/sortie. Cette loi de commande est synthétisée pour des objectifs de suivi de trajectoire en position et en effort pour les deux modes de fonctionnement : mode (1) et mode (2). Cependant, nous nous limiterons uniquement aux lois de commande mono-entrée/mono-sortie (SISO) pour l'instant.

Synthèse d'analyse de command non linéaire

Nous considérons le modèle mono-entrée mono-sortie (SISO) : mode 1 et 2. Pour obtenir un modèle de commande SISO, il faut transformer via un difféomorphisme adéquat le modèle initial donné. Ceci entraîne l'apparition d'une dynamique résiduelle. Nous avons choisi de proposer une loi de commande assurant la stabilité asymptotique de la partie commandée et de démontrer la stabilité asymptotique de la dynamique résiduelle au sens de la dynamique des zéros.

Etant donné que la grandeur physique à contrôler est la position, la sortie est alors définie par

$Y = h(X) = y$, où $X = [y \ v \ p_1 \ p_2]^T$ est le vecteur d'état. En utilisant ce modèle, nous constatons que le calcul des dérivées de Lie permet d'obtenir :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_g h = 0 \\ L_g L_f h = 0 \\ L_g L_f^2 h = \frac{S\alpha\beta}{M} \left[\begin{array}{l} \frac{1}{V_1(y)} C_1^* \psi_1(p_1, p_p, p_T, \text{sign}(u)) \\ + \frac{1}{V_2(y)} C_2^* \psi_2(p_2, p_p, p_T, \text{sign}(u)) \end{array} \right] \end{array} \right.$$

Suite à ce calcul, l'indice caractéristique du système nonlinéaire "SISO" est égal à trois à condition que $L_g L_f^2 h \neq 0$, une condition qui dépend des pressions aux niveaux des chambres du vérin, de la position du piston et du signe de la commande. Cette condition est vérifiée sur tout le domaine physique $D_\varphi \subset \mathbb{R}^4$. Ceci indique alors l'existence d'une dynamique résiduelle d'ordre 1 sur tout D_φ .

fin de mettre ce modèle sous forme normale, un changement de coordonnées s'impose en utilisant le difféomorphisme $z = \varphi(X)$ classique suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} z_1 = y \\ z_2 = v \\ z_3 = \frac{1}{M} [S(p_1 - p_2) - Mg - bv - F_{fs}(v) - F_{ext}] \\ z_4 = ? \end{array} \right. \quad 15$$

Etant donné que le rang du système est égal à 4 donc ce difféomorphisme doit être complété par le choix d'une 4ième composante. Un des choix qui a été proposé par Isidori est de choisir $z_4 = \phi_4(X)$ tel que $L_g \phi_4(X) = 0$. L'avantage de ce choix est qu'il évite l'apparition de la commande dans la dynamique résiduelle. Toutefois, ce choix nécessite de trouver une solution analytique à l'équation aux dérivées partielles suivante :

$$\frac{\partial \phi_4}{\partial p_1} \frac{\beta\alpha}{V_1(y)} C_1^* \psi_1(p_1, p_p, p_T, \text{sign}(u)) - \frac{\partial \phi_4}{\partial p_2} \frac{\beta\alpha}{V_2(y)} C_2^* \psi_2(p_2, p_p, p_T, \text{sign}(u)) \quad 16$$

La solution analytique de cette équation est :

$$\phi_4(X) = [\phi_{11}(\cdot) + \phi_{21}(\cdot)] h(u) + [\phi_{12}(\cdot) + \phi_{22}(\cdot)] h(-u) \quad 17$$

Et :

$$\begin{cases} \phi_{11}(\cdot) = -2V_1(y)\sqrt{|p_P - p_1|} \\ \phi_{12}(\cdot) = +2V_1(y)\sqrt{|p_1 - p_T|} \\ \phi_{21}(\cdot) = +2V_2(y)\sqrt{|p_2 - p_T|} \\ \phi_{22}(\cdot) = -2V_2(y)\sqrt{|p_P - p_2|} \end{cases} \quad 18$$

Avec ce changement de coordonnées, nous avons

$$\begin{cases} z_1 = y \\ z_2 = v \\ z_3 = \frac{1}{M} [S(p_1 - p_2) - Mg - bv - F_{fs}(v) - F_{ext}] \\ z_4 = [\phi_{11}(\cdot) + \phi_{21}(\cdot)]h(u) + [\phi_{12}(\cdot) + \phi_{22}(\cdot)]h(-u) \end{cases} \quad 19$$

Ainsi, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \dot{z}_3 = L_f^3 h + L_g L_f^2 h u \\ \dot{z}_4 = f(z, x) \end{cases} \quad 20$$

Il est évident que le système obtenu conduit à une linéarisation partielle puisque nous pouvons aisément calculer une commande qui linéarise la première partie du système (de dimension 3). En effet, le système linéaire résultant représenté par une cascade d'intégrateurs est commandable et donc stabilisable par retour d'état. Par conséquent, le seul problème qui s'impose est celui relatif à cette dynamique résiduelle z_4 .

$$\dot{z}_4 = \left\{ \begin{array}{l} \left[\begin{array}{l} -2Av\sqrt{|p_P - p_1|} + (V_0 + Ay) \frac{\dot{p}_1}{\sqrt{|p_P - p_1|}} \text{sign}(p_P - p_1) - \\ 2Av\sqrt{|p_2 - p_T|} + (V_0 - Ay) \frac{\dot{p}_2}{\sqrt{|p_2 - p_T|}} \text{sign}(p_2 - p_T) \end{array} \right] h(u) \\ + \left[\begin{array}{l} 2Av\sqrt{|p_1 - p_T|} + (V_0 + Ay) \frac{\dot{p}_1}{\sqrt{|p_1 - p_T|}} \text{sign}(p_1 - p_T) + \\ 2Av\sqrt{|p_P - p_2|} + (V_0 - Ay) \frac{\dot{p}_2}{\sqrt{|p_P - p_2|}} \text{sign}(p_P - p_2) \end{array} \right] h(-u) \end{array} \right\} \quad 21$$

Commande en position par la technique du Feedback linéarisation

La linéarisation par bouclage a fait son apparition dans les années 1980 avec les travaux d'Isidori et les apports bénéfiques de la géométrie différentielle. Un grand nombre de systèmes non linéaires peuvent être partiellement ou complètement transformés en systèmes possédant un comportement entrée-sortie ou entrée-état linéaire à travers le choix approprié d'une loi de commande par retour d'état non linéaire endogène. Lorsque les dynamiques des zéros sont stables, il est possible de transformer le système non linéaire en une chaîne d'intégrateurs. Après linéarisation, les techniques classiques des systèmes linéaires peuvent être appliquées. Cette approche a souvent été employée pour résoudre des problèmes pratiques de commande mais cette technique impose que le vecteur d'état soit mesuré et demande un modèle précis du procédé à commander. De plus, les propriétés de robustesse ne sont pas garanties face aux incertitudes paramétriques du modèle. En effet, cette technique est basée sur l'annulation exacte des termes non linéaires. Par conséquent, la présence d'incertitudes de modélisation sur les termes non linéaires rend l'annulation inexacte et l'équation entrée-sortie résultante non linéaire

$$\begin{cases} L_g h = 0 \\ L_g L_f h = 0 \Rightarrow \rho = 3 \\ L_g L_f^2 h \neq 0 \end{cases} \quad 22$$

$$L_f^3 h = \left\{ -\frac{b}{M} \left(\frac{1}{M} [S(p_1 - p_2) - Mg - bv - F_{fs}(v) - F_{ext}] \right) + \right. \\ \left. \frac{S}{M} \left(-\frac{\beta}{V_1(y)} Sv - \frac{\beta}{V_2(y)} Sv \right) \right\} \quad 23$$

$$\Rightarrow u = \frac{1}{L_g L_f^2 h} [-L_f^3 h + w]$$

$$w = K^* E \quad E = [y - y_{des} \quad v - \dot{y}_{des} \quad a - \ddot{y}_{des}]$$

Le choix de commande ci-dessus a été utilisé pour contrôler position du système et les évolutions de la simulation ont été montrés par Figure 11 et Figure 12. Ces figures représentent la position et la position désirée ainsi que la vitesse, les pressions et la commande. Figure 11 et Figure 12 montrent respectivement les résultats de la simulation (MatLab) pour un modèle du système sans frottement sec et avec le frottement.

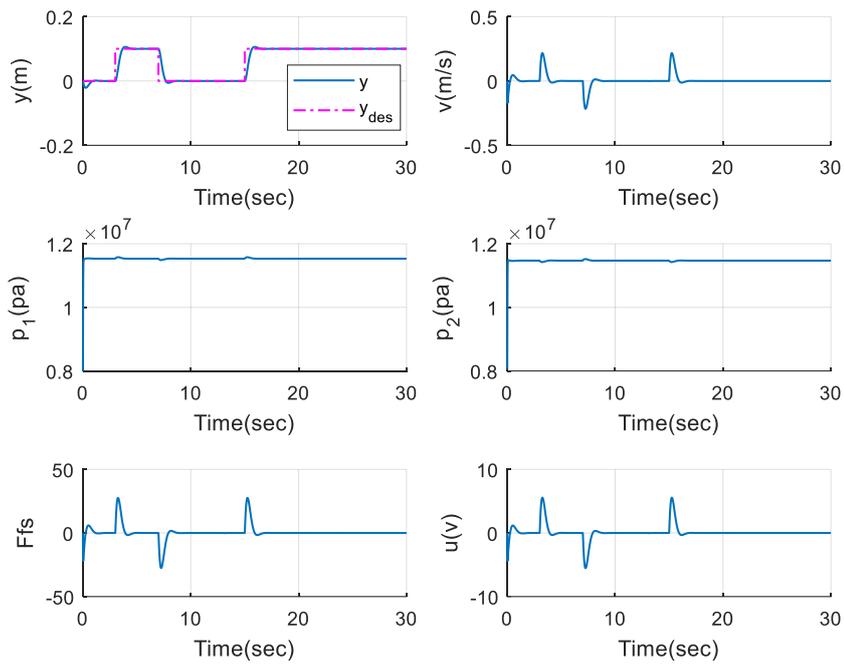


Figure 11- évolution de la commande FL en position ($F_{frott} = 0$)

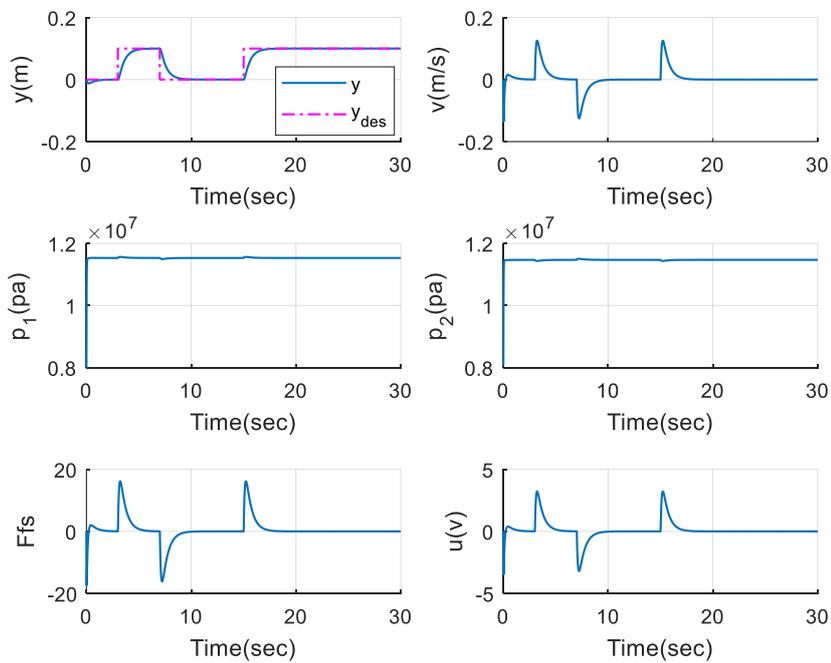


Figure 12- évolution de la commande FL en position ($F_{frott} \neq 0$)

Commande en effort

Dans cette partie on présente l'analyse d'un problème particulier de suivi de force pour des actionneurs électrohydrauliques. Pour faire cela nous étudions ce problème en deux étapes :

Quand $v = 0$

Si la vitesse est nulle, par rapport de modèle de commande de système:

$$v = 0 \rightarrow F_{ext} = S(p_1 - p_2) - Mg - F_{fs}(v) \quad 24$$

Dans ce cas on F_{ext} est le sortie de modèle et $p_1 - p_2$ a été considéré comme l'état de system. Avec le méthode FL :

$$\dot{F}_{ext} = S(\dot{p}_1 - \dot{p}_2) - \dot{F}_{fs}(v) = S \left[\begin{array}{l} \frac{\beta}{V_1(y)} \alpha C_1^* \psi_1(p_1, p_P, p_T, \text{sign}(u)) \\ + \frac{\beta}{V_2(y)} \alpha C_2^* \psi_2(p_2, p_P, p_T, \text{sign}(u)) \end{array} \right] u - \dot{F}_{fs}(v) \quad 25$$

Alors la commande est :

$$\Rightarrow u = \frac{1}{S \left[\begin{array}{l} \frac{\beta}{V_1(y)} \alpha C_1^* \psi_1(p_1, p_P, p_T, \text{sign}(u)) \\ + \frac{\beta}{V_2(y)} \alpha C_2^* \psi_2(p_2, p_P, p_T, \text{sign}(u)) \end{array} \right]} (\dot{F}_{fs}(v) + w) \quad 26$$

$$w = K(F_{ext} - F_{des}) + (-\dot{F}_{des})$$

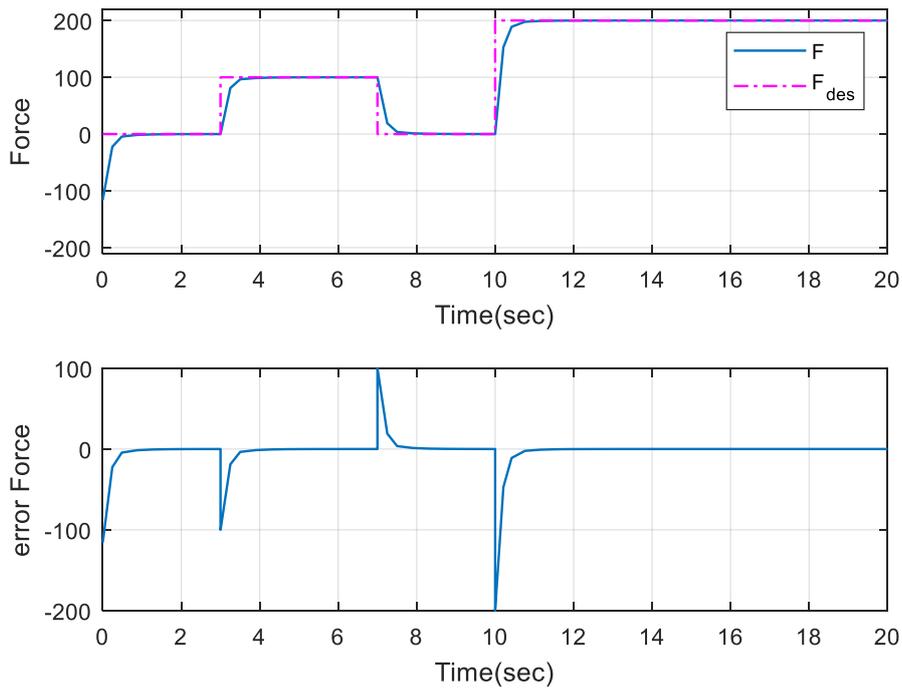


Figure 13- évolution de la commande FL en effort avec vitesse nulle

Quand $v \neq 0$

Si la vitesse n'est pas nulle, par rapport de modèle de commande de système :

$$v \neq 0 \rightarrow F_{ext} = S(p1 - p2) - Mg - bv - F_{fs}(v) - M\dot{v} \quad 27$$

L'équation présentée ci-dessus, nécessite l'utilisation d'un capteur de position, de vitesse et aussi d'un accéléromètre. Pour la commande la même méthode (FL) a été utilisée et pour la loi de commande aussi les mensurations des variables et aussi le jerk est nécessaire. Alors tous ces variables vont être considérées comme des perturbations, sauf l'accélération qui peut être une entrée pour l'évaluation de la loi de commande ci-dessous. Alors le système est présenté avec $X = [y \ v \ p_1 \ p_2]^T$, $f(X)$ et $g(X)$ des champs de vecteurs (par rapport au domaine physique), et $U = [u \ a]^T$ le vecteur de commande.

$$f(X) = \begin{pmatrix} v \\ 0 \\ -\frac{\beta}{V_1(y)} S v \\ \frac{\beta}{V_2(y)} S v \end{pmatrix} \quad 28$$

$$g(X) = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{\beta}{V_1(y)} \alpha C_1^* \psi_1(p_1, p_P, p_T, \text{sign}(u)) & 0 \\ -\frac{\beta}{V_2(y)} \alpha C_2^* \psi_2(p_2, p_P, p_T, \text{sign}(u)) & 0 \end{pmatrix}$$

Pour l'évaluation de la commande avec mouvement de vérin, le jerk a été pris comme un signal sinusoïde et la condition ci-dessous :

$$j = j_0 \sin(\omega t) \rightarrow a = -\frac{j_0}{\omega} \cos(\omega t) \rightarrow v = -\frac{j_0}{\omega^2} \sin(\omega t) \rightarrow y = \frac{j_0}{\omega^3} \cos(\omega t)$$

$$\Rightarrow \left| \frac{j_0}{\omega^3} \right| \leq \frac{l}{2}$$

$$\dot{F}_{ext} = \left\{ \begin{array}{l} S \left[\begin{array}{l} \frac{\beta}{V_1(y)} \alpha C_1^* \psi_1(p_1, p_P, p_T, \text{sign}(u)) \\ + \frac{\beta}{V_2(y)} \alpha C_2^* \psi_2(p_2, p_P, p_T, \text{sign}(u)) \end{array} \right] u - \\ S \left(\frac{\beta S}{V_1(y)} v + \frac{\beta S}{V_2(y)} v \right) - b\dot{v} - \dot{F}_{fs}(v) - M\ddot{v} \end{array} \right\} \quad 30$$

$$\Rightarrow u = \frac{1}{S \left[\begin{array}{l} \frac{\beta}{V_1(y)} \alpha C_1^* \psi_1(p_1, p_P, p_T, \text{sign}(u)) \\ + \frac{\beta}{V_2(y)} \alpha C_2^* \psi_2(p_2, p_P, p_T, \text{sign}(u)) \end{array} \right]} \left(S \left(\frac{\beta S}{V_1(y)} v + \frac{\beta S}{V_2(y)} v \right) + (b\dot{v} + \dot{F}_{fs}(v) + M\ddot{v} + w) \right)$$

$$w = K(F_{ext} - F_{des}) + (-\dot{F}_{des})$$

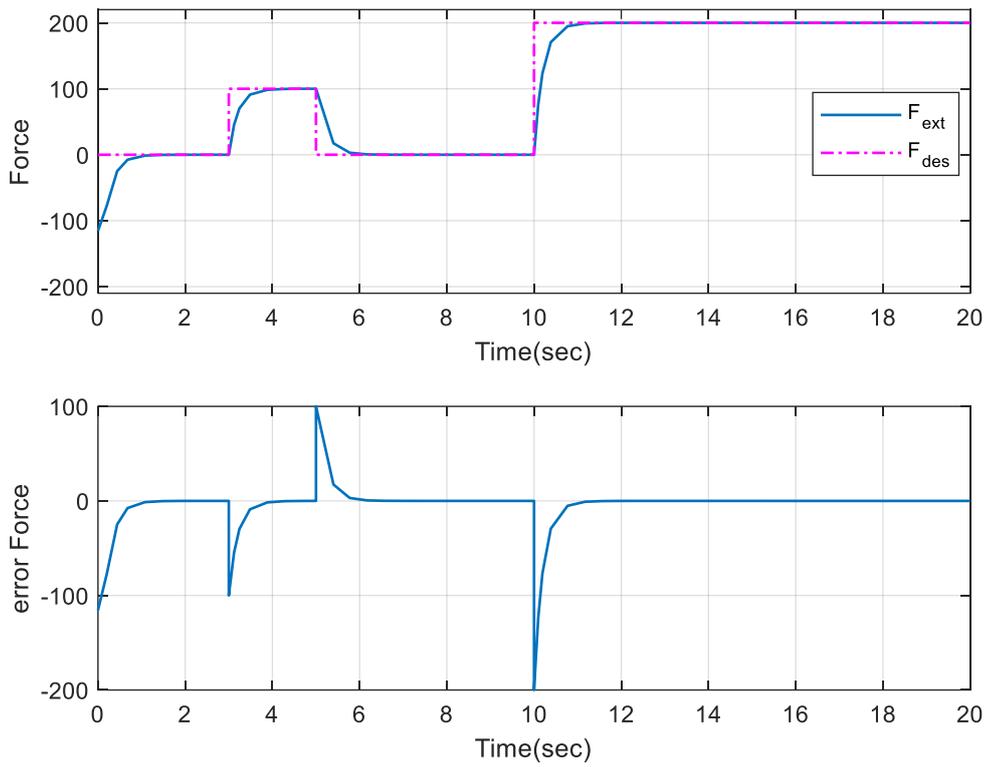


Figure 14- évolution de la commande FL en effort

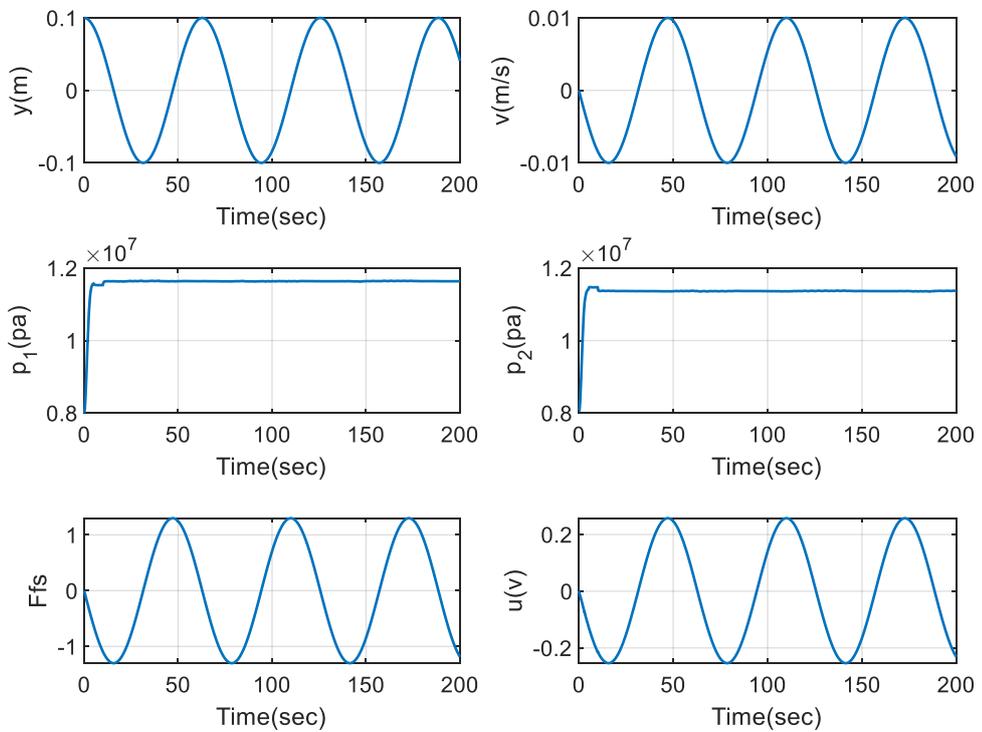
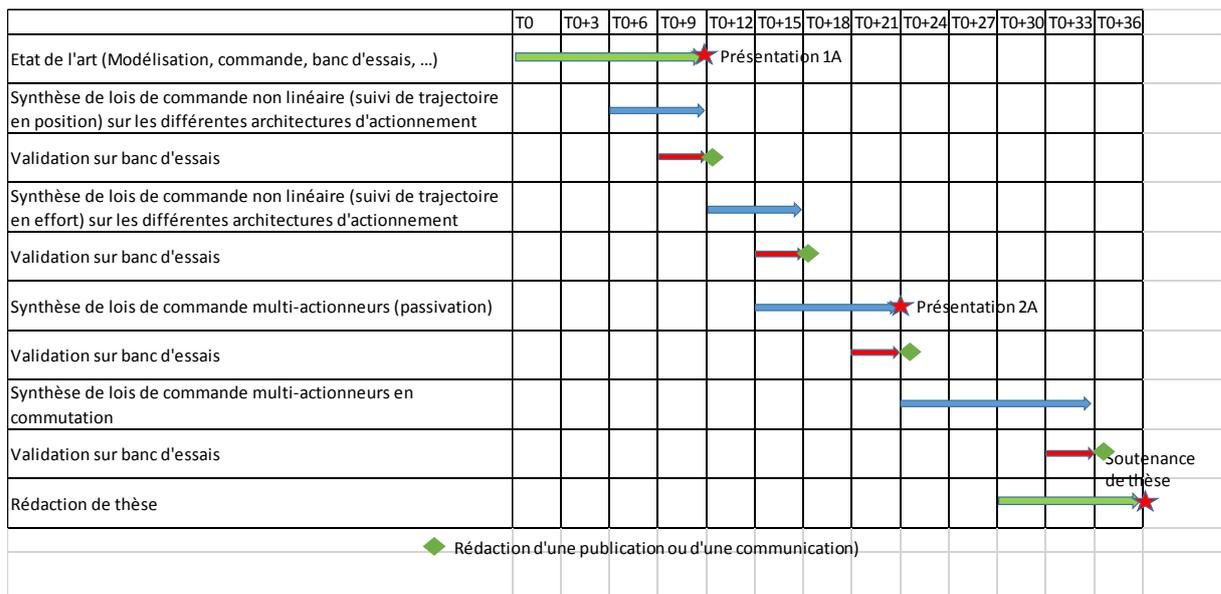


Figure 15- cubes des variables

Pour les essais expérimentaux, l'étape suivant consiste à tester ces lois des commandes sur le banc d'essai du laboratoire Ampère. Il est judicieux de définir des trajectoires qui soient à la fois admissibles par le système et qui permettent aussi de vérifier les hypothèses retenues dans la phase de modélisation.

conclusion et perspectives

Dans un actionnement redondant la problématique du force fighting est très importante. Il a un grand effet sur l'efficacité du système. Pour éliminer ce problème, comprendre les conditions d'opérations de force fighting est la première étape de nos travaux sur ce système redondant. Selon les articles étudiés sur le commande en effort ou en la position et considérant les articles sur les systèmes redondances, nous allons utiliser les commandes nonlinéaire, pour contrôler et gérer efficacement l'énergie de systèmes EHA/SHA/EMA.



Références

1. Wang, Shaoping, Mileta Tomovic, and Hong Liu. Commercial Aircraft Hydraulic Systems: Shanghai Jiao Tong University Press Aerospace Series. Academic Press, 2015.
2. Wang L, Mare JC, Fu YL, Qi HT. Force equalization for redundant active/active position control system involving dissimilar technology actuators. In 8th JFPS International Symposium on Fluid Power, Okinawa, Japan 2011 Oct 25 (pp. 136-143).
3. Alleyne, A. and Liu, R., 1999. On the limitations of force tracking control for hydraulic servosystems. *Journal of dynamic systems, measurement, and control*, 121(2), pp.184-190.
4. Alleyne, A. and Liu, R., 2000. A simplified approach to force control for electro-hydraulic systems. *Control Engineering Practice*, 8(12), pp.1347-1356.
5. Sohl, G.A. and Bobrow, J.E., 1999. Experiments and simulations on the nonlinear control of a hydraulic servosystem. *IEEE transactions on control systems technology*, 7(2), pp.238-247.
6. Niksefat, N. and Sepehri, N., 2001. Designing robust force control of hydraulic actuators despite system and environmental uncertainties. *IEEE Control Systems*, 21(2), pp.66-77.
7. Nakkarat, P. and Kuntanapreeda, S., 2009. Observer-based backstepping force control of an electrohydraulic actuator. *Control Engineering Practice*, 17(8), pp.895-902.
8. Lizalde, C., Loukianov, A. and Sanchez, E., 2005, June. Force tracking neural control for an electro-hydraulic actuator via second order sliding mode. In *Intelligent Control, 2005. Proceedings of the 2005 IEEE International Symposium on, Mediterrean Conference on Control and Automation* (pp. 292-297). IEEE.
9. H. E. Merrit, Hydraulic control system (John Wiley, 1991)
10. H. M. Chen, J. P. Su, and J. C. Renn, "A Novel Sliding Mode Control of an Electro-hydraulic Position Servo System" *IEICE Transaction on Fundamentals*, E85-A, 1928-1836 (2002)
11. J. C. Renn, "A New approach to synthesize the feedback gains of state-space controller for a servo-hydraulic positioning system" *Journal of Control systems and technology*, 5, 51-59 (1997)
12. Wang L, Mare JC, Fu YL, Qi HT. Force equalization for redundant active/active position control system involving dissimilar technology actuators. In 8th JFPS International Symposium on Fluid Power, Okinawa, Japan 2011 Oct 25 (pp. 136-143).
13. Waheed UR, Wang S, Wang X, Kamran A. A position synchronization control for HA/EHA system. *InFluid Power and Mechatronics (FPM)*, 2015 International Conference on 2015 Aug 5 (pp. 473-482). IEEE.
14. Cochoy O, Hanke S, Carl UB. Concepts for position and load control for hybrid actuation in primary flight controls☆. *Aerospace Science and Technology*. 2007 Mar 1;11(2-3):194-201.
15. Sidhom L. sur les différentiateurs en temps : algorithmes et applications, thèse de doctorant, INSA de Lyon, 2011 (pp. 110-152)
16. Xu Yaoshang, Modelling and control of a high performance electro hydraulic test bench, PhD thesis, INSA Lyon, 2013



Université de Lyon
CNRS, Ecole Centrale Lyon, INSA Lyon, Université Claude
Bernard Lyon 1

Laboratoire Ampère
Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005
Génie Electrique, Automatique, Bio-ingénierie

Mémoire doctorant 1^{ère} année
2017 -2018

Nom - Prénom	Tournon Edgar
email	edgar.tournon@stee45.com
Titre de la thèse	Conception d'un vélo électrique à architecture hybridation série et à base de supercondensateurs
Directeur de thèse	Venet Pascal
Co- encadrants	Sari Ali
Dpt. de rattachement	EEA
Date début des travaux	03.12.2017
Type de financement	CIFRE



ÉCOLE
CENTRALE LYON

INSA

INSTITUT NATIONAL
DES SCIENCES
APPLIQUÉES
LYON



Lyon 1

Laboratoire Ampère – Ecole Centrale de Lyon – 36, avenue Guy de Collongue - 69134 Ecully cedex – France

Tél : +33 (0) 4 72 18 60 99

Fax : +33 (0) 4 78 43 37 17

<http://www.ampere-lab.fr>

RAPPORT DE PREMIERE ANNEE

Conception d'un vélo à architecture hybride série et à base de supercondensateurs.

TOURNON Edgar

Dans le cadre d'une thèse CIFRE en partenariat avec :

Laboratoire Ampère
Pascal Venet
Ali Sari

STEE
Adrien Lelievre

ESTACA
Bertrand Barbedette
Judicaël Aubry

Thèse débuté le : 03.12.2017

Table des matières

1	Introduction	11
2	Présentation du concept	12
2.1	Enjeux, contexte et retombées	12
2.2	Vélo à Assistance Électrique à architecture hybride série et à base de supercondensateurs	13
2.3	Objectifs et verrous technologiques	13
2.3.1	Un découplage total entre la puissance développée par le cycliste et la puissance transmise à la roue	13
2.3.2	Le dimensionnement optimal des composants (optimisation off-line)	15
2.3.3	L'optimisation de la gestion de l'énergie (optimisation on-line)	15
3	Modèle physique du vélo	17
3.1	Équations dynamiques	18
3.2	Partenariat IFSTAR Nantes	18
4	Biomécanique	19
4.1	La classification des utilisateurs	19
4.2	Les zones d'effort	20
4.3	Modélisation du rendement ou indice de performances	20
4.4	Carte de rendement	21
4.5	Mesure de performance en réel	22
4.6	Le mouvement de pédalage, un mouvement complexe	22
5	Simulation de la génératrice	24
5.1	simulation, rendement et choix du ratio α_e	24
5.2	Résultats Générateur	25
6	Les supercondensateurs	25
6.1	Le vieillissement	27
6.2	Dimensionnement optimal du pack	28
6.3	Notion de performance	28
7	Les convertisseurs de puissance	29
8	Prototypes	31
8.1	Premier prototype	32
8.2	Second prototype	33
8.3	Résultats	33
9	Architecture matérielle	33
9.1	L'architecture en étoile	34
9.2	L'architecture en série	35
9.3	Combinaison des deux	35
10	Contrôleurs proposés	35
11	Conclusion et perspectives	37

A	Modèle Physique : Annexe	40
A.1	Définition de l'énergie cinétique	40
A.2	Les différentes actions extérieures	41
A.3	Résolution continue de la vitesse	44
B	Les acteurs du projet	45
C	Biomécanique	46
C.1	Les indices de performance	46
D	Modélisation génératrice	47
D.1	Identification de paramètres	47
D.2	Formulation pertes générateur	47
D.3	Application du défluxage dans notre cas	49
D.4	Application numérique	50
E	Supercondensateur	50
E.1	Les paramètres principaux	50
E.2	Les méthodes de mesure	52
E.3	Les modèles	54
F	Les DCDC	54
F.1	Identification des pertes	54
F.2	Rendement DCDC Buck Boost	56

Liste des paramètres, des dénominations

Utilisateur

T_u : couple produit par l'utilisateur (Nm)
 F_u : force exercé par le cycliste sur les pédales (N)
 ω_u : vitesse angulaire de pédalage ($rad.s^{-1}$)
 P_u : puissance mécanique fournie au vélo par l'utilisateur (W)
 η_u : rendement de l'utilisateur (%)
 P_b : puissance biologique dissipée réellement par l'utilisateur (W)
 M_u : masse de l'utilisateur (kg)
 S_u : surface frontale de l'utilisateur (m^2)
 C_x : coefficient de drag

Mécanique

Multiplicateur mécanique

α_e : ratio de vitesse ou de couple pour l'engrenage multiplicateur
 η_e : rendement de l'engrenage (%)

Roulement

k_{fb} : coefficient de friction
 F_d : force due au poids (kN)
 $d_{bearing}$: diamètre des roulements (mm)

Générateur

Électrique

I_{Gph} : courant de phase de la génératrice (A)
 R_G : résistance de phase de la génératrice (Ω)
 L_G : inductance de phase de la génératrice (H)
 f_G : fréquence d'une période électrique côté génératrice (Hz)
 E_G : force contre électromotrice de la génératrice (V)
 V_G ; tension de phase simple (V)
 ϕ_G : facteur de puissance
 τ_{GE} : constante de temps électrique pour la génératrice (s)

Mécanique et magnétique

T_G : couple d'entrée de la génératrice (Nm)
 J_G : constante d'inertie de la génératrice ($kg.m^2$)
 T_{Gloss} : couple de perte dans le générateur (Nm)
 ω_g : vitesse angulaire de la génératrice ($rad.s^{-1}$)
 ω_{GNL} : vitesse à vide de la génératrice ($rad.s^{-1}$)

τ_{GM} : constante de temps mécanique pour la génératrice (s)
 k_{gp} : constante proportionnelle à la fréquence de rotation (Nm)
 k_{gs} : constante proportionnelle au carré de la fréquence de rotation ($Nm.rpm^{-1}$)
 B_{Gmagn} : champ magnétique créé par le rotor (T)
 ϕ_{Gmagn} : flux résultant du champ des aimants rotoriques (Wb)
 ϕ_{Gstat} : flux contre réactif créé par la composante i_d (Wb)
 $\phi_{Gresult}$: flux résultant (Wb)

Thermique

T_{stator} : température du stator (K)
 R_{th} : résistance thermique de la génératrice ($K.W^{-1}$)
 C_{th} : capacité thermique ($J.K^{-1}$)

Énergétique

P_{Grated} : puissance nominale supportée (W)
 P_{Ge} : puissance d'entrée de la génératrice ou sortie de l'engrenage (W)
 P_{Gs} : puissance de sortie de la génératrice coté électrique (W)
 P_{GJ} : perte Joules par phase dans la génératrice (W)
 P_{Giron} : pertes fer dans la génératrice (W)
 $P_{Gbearing}$: pertes dans les roulements (W)
 $P_{Gviscous}$: pertes dues au frottement de l'air (W)
 η_G : rendement de la génératrice (%)

Constantes électromécaniques

K_{GT} : ratio couple courant de la génératrice ($A.Nm^{-1}$)
 K_{GM} : constante du moteur ($Nm.W^{\frac{1}{2}}$)
 K_{GB} : ratio vitesse tension de la génératrice ($V.s.rad^{-1}$)
 N_{Gp} : nombre de pôles de la génératrice

Bus

I_G : courant de bus DC après convertisseur (A)
 V_{Bus} : tension du bus DC (V)
 I_{SC} : courant de bus vers Supercondensateur (A)
 I_M : courant de bus vers moteur (A)

Supercondensateurs

N_{SC} : nombre de supercondensateurs
 N_s : nombre de supercondensateurs en série
 N_p : nombre de supercondensateurs en parallèle
 C_{SC} : capacité unitaire d'un supercondensateur (F)
 C_{pack} : capacité du pack de SC (F)

R_{SC} : résistance série d'un élément (Ω)
 R_{dch} : résistance d'autodécharge d'une cellule (Ω)
 R_{pack} : résistance série du pack (Ω)
 $R_{balancing}$: résistance de balancing (Ω)
 P_{max} : puissance maximum transmissible (W)
 E_{SC} : énergie contenue dans une cellule ($W.h$)
 E_{pack} : énergie du pack ($W.h$)
 SOH : état de santé du pack (%)
 $SOH_{s,p}$: état de santé de la cellule désignée (%)
 SOC : état de charge du pack (%)
 $SOC_{s,p}$: état de charge de la cellule désignée (%)

Moteur

D_m : diamètre du moteur roue (m)
 M_m : masse du moteur roue (Kg)

Vélo

M_c : masse du vélo sans l'utilisateur et sans les jantes (kg)
 M_v : masse du vélo sans l'utilisateur (kg)
 M_T : masse du vélo avec utilisateur (kg)
 M_{eq} : masse équivalente du vélo avec parties tournantes (Kg)

e_{jante} : épaisseur de la jante et du pneu (m)
 L_{mani} : longueur de la manivelle (m)
 E_c : énergie cinétique du vélo (J)
 E_p : énergie potentielle du vélo (J)

x : position du vélo (m)
 v : vitesse du vélo ($m.s^{-1}$)
 a : accélération du vélo ($m.s^{-2}$)

Roue

ω_r : vitesse de rotation des roues en $rad.s^{-1}$
 C_r : coefficient de roulement
 M_{roue} : masse des jantes (kg)
 J_{roue} : moment d'inertie des roues ($kg.m^2$)
 D_{roue} : diamètre de roues (m)
 P_r : puissance transmise à la roue (W)
 T_r : couple transmis à la roue (Nm)

Paramètres extérieurs

T_{amb} : température ambiante (K)
 α_{copper} : augmentation de la résistance du cuivre en fonction de la température ($\Omega.K^{-1}$)

ΔT : différence de température avec l'ambient (K)
 Δt : différence de temps entre deux événements (s)
 g : constante de d'accélération de la pesanteur ($m.s^{-2}$)
 ρ_{air} : densité de l'air ($kg.m^{-3}$)
 s : slope (rad)
 $\beta_{deg\ to\ rad}$: conversion degré à radian
 w : vitesse du vent ($m.s^{-2}$)

Bilan fondamental de la dynamique

F_p : composante active du poids lors d'une ascension (N)
 P_{Fp} : puissance nécessaire pour vaincre l'élévation (W)
 F_w : force due à l'action du vent (N)
 P_{Fw} : puissance aérodynamique (W)
 F_r : force due aux roulements (N)
 P_{Fr} : puissance due au roulement (W)
 F_t : force totale résultante (N)
 P_t ; puissance totale résultante (W)

Table des figures

1	Schéma du projet avec ses trois organes principaux	14
2	Tracé de l'ensemble des puissances dues aux actions exterieures	17
3	Puissance fournie par un utilisateur en fonction de la durée de l'effort [38]	20
4	Rendement d'un utilisateur en fonction de sa vitesse de pédalage et de la puissance fournie	22
5	Couple généré par un utilisateur en fonction de la position de la pédale	22
6	Vitesse de pédalage ($2Tr.min^{-1}$) et couple ($0.065Nm$) appliqué pour un utilisateur . .	23
7	Vitesse de pédalage ($2Tr.min^{-1}$) et couple ($0.065Nm$) appliqué pour un autre utilisateur	23
8	Carte de rendement du moteur	24
9	Tension entre phase de la génératrice non connectée électriquement, abscisse : temps (0.2 secondes), ordonnée (Tension : 10V)	25
10	Tracé de ragonne pour les différentes grandes familles de stockage électrique	26
11	Fuite de courant (mA) en fonction du temps	27
12	La durée de vie en calendrier en fonction de la tension de floating et de la température .	28
13	Comparaison des différents interrupteurs du marché (pertes en Watts, prix en euros) . .	30
14	Rendement théorique d'un convertisseur Buck Boost	31
15	Electronique du prototype N1	32
16	Génératrice du prototype N1	32
17	Vélo global prototype N2	33
18	Génératrice du prototype N2	33
19	Architecture comportant un DCDC sur les supercondensateurs	34
20	Architecture avec les supercondensateurs directement sur le BUS	35
21	Représentation des différentes sources d'énergies	40
22	Puissance nécessaire pour vaincre l'élévation dans une pente	41
23	Evaluation des coefficients pour différentes posiiton de maintien sur le vélo	42

24	Puissance nécessaire pour vaincre le vent	42
25	Puissance nécessaire pour vaincre le roulement	43
26	Accélération du vélo	45
27	Accélération du vélo pour couple utilisateur constant	45
28	Mesure d'impédance des supercondensateurs	53
29	Définition des paramètres de charge et de décharge	53
30	Capacité des condensateurs en fonction de la tension	54

Liste des tableaux

1	Puissance développée par différentes catégories de cyclistes en $W.kg^{-1}$	19
2	Vo_2Max moyen en $mg.min^{-1}.kg^{-1}$	19



Laboratoire Ampère

Unité Mixte de Recherche du CNRS - UMR 5005
Génie Electrique, Automatique, Bio-ingénierie

Résumé Doctorant 1A Année 2017-2018

Nom - Prénom	TOURNON Edgar
Titre de la thèse	Conception d'un vélo à architecture hybride série et à base de supercondensateurs
Directeur de thèse	Pascal Venet
Co- encadrants	Ali Sari

Le projet de thèse s'intitule « Conception d'un vélo à architecture hybride série et à base de supercondensateurs ». Celui-ci a commencé en décembre 2017 dans le cadre d'une thèse CIFRE composée du laboratoire Ampère et de l'ESTACA pour la partie académique et de la société STEE.

Un vélo à architecture hybride série est un vélo sans chaîne mécanique. Cette dernière est remplacée par une transmission totale de l'énergie sous forme électrique. Ainsi, une génératrice, située au niveau du pédalier, transforme l'énergie mécanique en énergie électrique. De plus, un moteur se charge de propulser le vélo, et celui-ci est intégré directement à la roue. L'ajout d'un système de stockage en parallèle, dans notre projet à base de supercondensateurs, permet de venir lisser l'énergie produite par l'utilisateur en la stockant ou la restituant selon les situations.

Ce vélo soulève de nombreuses problématiques inédites dans le milieu du cycle. Parmi ces dernières, nous pouvons citer le rendement de la chaîne globale, la gestion de l'énergie de l'utilisateur, la reproduction d'un mouvement fluide de pédalage. Ainsi, le sujet nous amènera à aborder de nombreux sujets tel que la définition d'une architecture hybride série optimale, la conception de machines tournantes, l'intégration d'un pack de supercondensateurs, l'identification du gain biomécanique total pour l'utilisateur comparée à un vélo classique, l'identification et la définition d'un mouvement de pédalage naturel, la compréhension des puissances mises en jeu.

Cette thèse se déroule sur trois lieux géographiquement distants. Un roulement a été planifié de manière à changer de lieu tous les six mois (Lyon, Laval, Orléans).



ÉCOLE
CENTRALE LYON



INSTITUT NATIONAL
DES SCIENCES
APPLIQUÉES
LYON



1 Introduction

Le milieu du cycle est un milieu en pleine expansion. En effet, une croissance considérable de plusieurs pourcents peut être observée depuis plusieurs années. Les usagers, toujours plus nombreux, adressent des problématiques différentes et variées aux concepteurs de cycles. Ces nouvelles tendances nous permettent d'envisager la conception d'un nouveau type de mobilité, basé sur le concept d'un vélo électrique revisité.

Le sujet de la thèse s'intitule « conception d'un vélo électrique à architecture hybride série et à base de supercondensateurs ». La finalité du projet est de créer un nouveau vélo basé sur le concept de l'hybridation série et donc la disparition de la chaîne mécanique.

L'hybridation série, et donc la transmission totale de l'énergie sous forme électrique impose d'avoir un rendement élevé de la chaîne de conversion énergétique du vélo. De plus, l'utilisation de supercondensateurs est une approche innovante qui nous permettra de réduire l'impact écologique, entamer une procédure de désengagement vis à vis du Lithium, et nous poussera à aborder les questions d'efficacité énergétique sous un nouvel angle. En effet, la quantité d'énergie stockée par les supercondensateurs étant relativement faible, les pertes d'énergie devront être plus faible que sur un vélo classique.

Le sujet de thèse aborde donc par ce biais de nombreux domaines. Ce rapport a pour but de vous familiariser avec les concepts de base du vélo ainsi qu'avec les problématiques majeures. Pour ce faire, je commencerais à expliciter le contexte, puis, je détaillerais l'environnement dans lequel évolue un cycle. Je poursuivrais avec la définition des éléments physiques structurels que sont le générateur, le moteur, les supercondensateurs et l'électronique de puissance et je finirais par l'interfaçage de ces éléments.

2 Présentation du concept

2.1 Enjeux, contexte et retombées

Mon projet de thèse, mené avec l'aide de l'entreprise STEE, du laboratoire Ampère et de l'ESTACA s'inscrit dans la promotion de la mobilité douce, à savoir des modes de déplacement fonctionnant uniquement à partir de l'énergie humaine. Ce type de mobilité, notamment à travers l'utilisation du vélo, et son extension le Vélo à Assistance Électrique¹, présente en effet un bon nombre d'avantages, plus ou moins connus du grand public, par rapport à l'utilisation de la voiture. Une enquête établie dans [9] fait par exemple référence aux vitesses moyennes équivalentes de la voiture (18km/h) et du Vélo à Assistance Électrique (19km/h) sur des trajets urbains.

Il est possible de corréler ces chiffres avec le pourcentage d'urbanisation de la population européenne (71%) [1] et le budget automobile moyen annuel de 3300 euros [2], afin de constater que le vélo et son dérivé, le VAE, ont un intérêt certain vis-à-vis de l'utilisateur. En effet, l'aspect « santé » est à prendre en considération puisqu'il est acquis que la pratique du vélo, comme toute activité physique, contribue à réduire certaines pathologies chroniques (maladies cardiovasculaires, diabète, hypertension, etc.), à contrôler la masse corporelle et à réduire le stress, de l'anxiété et de la dépression. L'Organisation Mondiale de la Santé² permet d'évaluer que, en France, la pratique actuelle du vélo (3% des déplacements quotidiens) permet d'économiser 5.6 milliards d'euros en dépenses pour la santé, et que cette économie pourrait augmenter de 10 milliards d'euros avec une pratique entre 10% et 12% des déplacements quotidiens en vélo [3].

De plus, les VAE restent des moyens de déplacement abordables au grand public puisqu'ils se vendaient 1058 euros en moyenne en France (contre 1458 euros aux Pays-Bas et 628 euros en Espagne), avec un coût annuel « entretien + assurance » moyen de 264 euros en 2015 [9].

Les modes de mobilité douce ont également un intérêt d'un point de vue environnemental : d'après l'outil internet comparatif *mobitool.ch*, et en prenant en compte l'énergie nécessaire à la production et à l'acheminement de l'énergie jusqu'au réservoir, un VAE consomme 0.37 MJ par personne/kilomètre ($MJ/p.km^{-1}$), à comparer aux 2.87 MJ/p.km consommés par une voiture électrique, ou aux 3.43 MJ/p.km consommés par une voiture essence, pour des distances équivalentes. Le faible coût de fonctionnement tout au long du cycle de vie des VAE pourrait inciter les usagers à tirer profit de cette nouvelle technologie, les encourageant ainsi à un report modal vers ce nouveau mode de transport [24].

Le VAE est une solution intéressante à certaines problématiques soulevées par les usagers sur l'utilisation d'un vélo classique (transpiration, longueur des trajets) [20]. Ses ventes, qui sont passées de 9700 unités à 108000 unités en un peu moins de 10 ans [4, 5, 13] témoignent ainsi de son efficacité et de l'intérêt des usagers pour les modes de transports alternatifs. Cependant, certaines de ses caractéristiques restent à améliorer. L'enquête établie dans [1] fait référence aux freins à l'achat d'un Vélo à Assistance Électrique : ainsi, le temps de recharge de la batterie (jusqu'à 3h pour 50km d'autonomie) constitue le motif principal soulevé (28% des interrogés). Par ailleurs, les VAE, comme tous les véhicules électriques, utilisent des batteries lithium. Si cette technologie de batterie fait aujourd'hui office de référence grâce à sa bonne densité énergétique massique (de l'ordre de 100Wh/kg), elle présente de fortes contraintes en particulier à cause de la forte demande sur le marché mondial

1. Vélo à Assistance Électrique : VAE
2. Organisation Mondiale de la Santé : OMS

et de l'impact environnemental de son extraction.. De plus ces batteries ont des durées de vie assez limitées et leur remplacement constitue donc un enjeu tant économique qu'écologique.

2.2 Vélo à Assistance Électrique à architecture hybride série et à base de supercondensateurs

Le projet sur lequel porte cette thèse s'inscrit dans la promotion du vélo en tant que mode de transport, et ce, à travers la conception d'une nouvelle génération de VAE dédiée aux trajets quotidiens. Le choix d'une hybridation de type série (cf. 2.3.1) permet de réguler l'effort physique du cycliste et de le décorrélérer du profil d'élévation le long du trajet. Cette architecture permettrait par ailleurs d'affranchir le cycliste de la nécessité de la recharge, la notion même d'autonomie devenant ainsi caduque.

Ce système ne requiert qu'un dixième de la quantité d'énergie actuellement embarquée sur les VAE classiques³, et permet ainsi d'envisager uniquement l'utilisation de supercondensateurs. Cette possibilité visera aussi à augmenter la durée de vie du produit ainsi que de proposer une recharge de quelques minutes (si implémentée).

Nous veillerons à ce que le VAE conçu avec cette nouvelle architecture présente un coût d'achat et d'utilisation accessible au grand public. La conception de celui-ci viendra donc concurrencer la technologie actuelle à architecture parallèle et à base de batteries lithium qui dispose d'un monopole. Nos avantages concurrentiels seront les suivants :

- L'architecture hybride série (un état de l'art de cette architecture dans le contexte du vélo a été proposée dans [13])
- L'intégration du système de stockage composé uniquement de supercondensateurs
- Le dimensionnement en tenant compte du cycle de vie des composants
- La gestion optimale de l'énergie afin de réguler l'effort et la fatigue du cycliste
- La recharge rapide du système (si implémentée)

La combinaison de l'architecture série et d'une gestion énergétique optimisée (inédite dans le domaine du VAE) aura une influence sur la dépense énergétique du cycliste et devra donc être étudiée aux travers de simulations et d'essais réels. L'étude de ces deux briques technologiques pourra par la suite aussi profiter à d'autres applications, comme par exemple à d'autres véhicules électriques.

Proposer ce type de Vélo à Assistance Électrique au grand public pourrait d'une part inciter les usagers à franchir les obstacles qui les poussent à continuer d'utiliser leur voiture plutôt que leur vélo et inciter les municipalités à réaménager le territoire pour toujours plus l'adapter aux vélos.

2.3 Objectifs et verrous technologiques

2.3.1 Un découplage total entre la puissance développée par le cycliste et la puissance transmise à la roue

L'architecture série (cf. figure 1), très peu commune dans le monde du cycle, a fait l'objet d'un état de l'art dans [13]. Une telle architecture implique de remplacer la transmission mécanique classique d'un vélo (pédalier relié aux pignons de la roue via une chaîne à maillons) par une transmission 100% électrique. Le pédalier est relié à une génératrice synchrone. L'objectif étant de d'optimiser l'effort du cycliste, le dimensionnement en puissance de cette machine pourra être inférieur à celui du « moteur-roue » placé sur le moyeu arrière.

3. Le choix définitif de l'énergie embarquée n'a pas encore été fait, cependant, il est clair, grâce à notre expérience actuelle, que l'énergie embarquée sera inférieure à 10Wh soit l'équivalent d'une batterie de smartphone

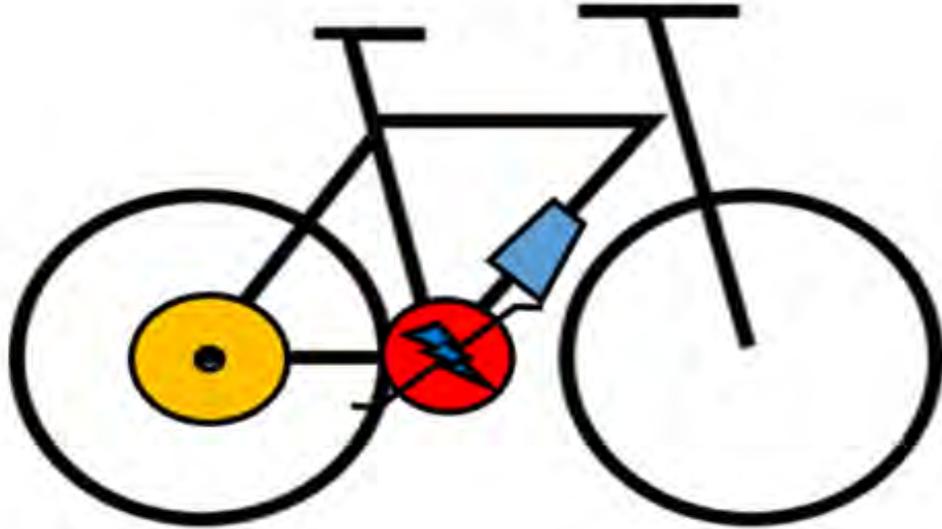


FIGURE 1: Schéma du projet avec ses trois organes principaux

La génératrice connectée au pédalier assure donc la production d'énergie électrique à partir de l'énergie humaine. En gérant automatiquement le découplage entre la puissance de pédalage et la puissance nécessaire à maintenir la vitesse de croisière du vélo, le système développé pourra contrôler au mieux l'effort, et donc la fatigue du cycliste, là où ce contrôle est habituellement effectué par le cycliste et limité par le nombre de rapports sur un vélo classique. Utiliser une génératrice permettra aussi au cycliste de pouvoir utiliser une partie de l'énergie qu'il produit pour recharger les supercondensateurs.

Le contrôle de la puissance instantanée produite par le cycliste permet ainsi d'assurer une gestion optimale de sa fatigue, quel que soit l'état de charge du module de supercondensateurs, contrairement à l'utilisation d'un VAE à hybridation parallèle. L'autre avantage réside dans le fait que la recharge de ce module est entièrement et uniquement assurée par cette même puissance, d'origine humaine, sans aucun apport extérieur. D'un point de vue législatif, cette particularité permettrait au système d'être classé dans la catégorie des cycles (et non des VAE usuels), donc sans limitation de la puissance, ni de vitesse, là où l'assistance pour un VAE classique se coupe à partir de 25km/h ou 250W d'assistance.

La figure 1 schématise les trois organes principaux du vélo, à savoir :

- La génératrice située au niveau du pédalier (rouge)
- Le moteur situé au niveau de la roue (jaune)
- Les supercondensateurs, système de stockage d'énergie (bleu)

Dans l'objectif de conception et de réalisation d'un tel vélo, plusieurs verrous nécessitent d'être abordés et levés.

2.3.2 Le dimensionnement optimal des composants (optimisation off-line)

La chaîne de conversion d'énergie électrique comprend :

- une génératrice pédalier et son convertisseur de puissance qui fonctionneront principalement sur une plage étroite de vitesse liée à la fréquence de pédalage. Le niveau de couple et de puissance convertie étant eux limités par les capacités physiques du cycliste.
- une machine électrique au niveau de la roue et son convertisseur réversible en courant qui fonctionneront sur une plage de vitesse plus large car liée à la vitesse du cycle. Les niveaux de couple et de puissance convertis sont quant à eux liés à la puissance nécessaire pour faire avancer le cycle à la vitesse optimisée par le un système de gestion. Cette machine électrique sera utilisée en tant que seconde génératrice lors des phases de freinage. La somme des énergies potentielles et cinétiques récupérables sera dès lors réinjectée à l'élément de stockage (module de supercondensateurs). Cette fonction est communément appelée « fonction de freinage régénératif ».
- un élément de stockage intermédiaire et son convertisseur qui joue le rôle de tampon énergétique entre la puissance produite, plutôt constante, et la puissance du moteur, plutôt fluctuante et pouvant être négative en cas de freinage régénératif.

Ces trois composants principaux doivent faire l'objet d'un dimensionnement optimisé sur cycle à la fois d'un point de vue du coût, du volume, de la masse mais également du rendement. Ce dimensionnement doit également tenir compte de la stratégie de contrôle qui définira les profils de puissances mis-en-jeu sur ces trois composants [12, 15, 27].

La durée de vie des supercondensateurs est fonction de la température d'utilisation, des courants de charge-décharge, de l'état de charge et du vieillissement calendaire. En s'appuyant sur les compétences des partenaires, des travaux déjà effectués [28, 36] nous appliquerons et développerons des lois de vieillissement sur le module de supercondensateurs afin d'en estimer au mieux sa durée de vie. Cette dernière fera partie intégrante du processus de dimensionnement. En parallèle, il conviendra d'étudier le vieillissement des machines électriques et des convertisseurs associés sous fortes contraintes d'intégration, afin d'estimer le vieillissement global du système.

Le rendement de l'ensemble de la chaîne de conversion est un second point clé. En effet, le nombre de conversions successives de l'énergie est important et il convient de faire attention au rendement du pédalier à la roue, voire du muscle à la roue. Il est intéressant de noter qu'à ces niveaux de puissance les constructeurs optimisent plutôt la masse et le volume, au détriment du rendement. Il faut également remarquer que dans la chaîne de conversion d'énergie, l'élément ayant le rendement le plus faible est, de très loin, le cycliste [13]. C'est pourquoi la chaîne de conversion doit, avant tout, permettre d'améliorer le confort du cycliste. Sur ce dernier point, il est important de signaler qu'aujourd'hui la définition d'un critère objectif vis-à-vis du cycliste n'est pas stabilisé : faut-il maximiser son rendement énergétique, minimiser l'énergie qu'il fournit ou sa fatigue ressentie ? Est-ce un compromis entre ces critères ?

2.3.3 L'optimisation de la gestion de l'énergie (optimisation on-line)

L'hybridation série offre la possibilité de découpler totalement la puissance produite par le cycliste de la puissance nécessaire à faire avancer le cycle.

Au niveau de la production d'énergie, il n'est évidemment pas possible d'imposer au cycliste un niveau de puissance à produire. Ce dernier reste maître de son effort. Cependant, un premier degré de liberté est de pouvoir définir une loi de couple résistant en fonction de la fréquence de pédalage. Cette loi doit tenir compte des fréquences de pédalage habituelles (entre 60 et 90 tr/min) et des niveaux de puissance que le cycliste est capable de produire. Étant définie de manière logicielle, la courbe de charge peut tout à fait évoluer en fonction du temps, de l'entraînement ou de la volonté du cycliste. De même,

il est également envisageable d'informer en temps réel le cycliste sur le niveau de puissance qu'il produit et sur les conséquences en termes de fatigue que cela implique. On peut ainsi imaginer une régulation dite par « bio-feedback » à défaut de pouvoir imposer au cycliste une puissance produite. Cette proposition de puissance à produire étant calculée sur la base d'un compromis entre la minimisation du temps de parcours et la minimisation de la fatigue cumulée le long du trajet.

L'énergie étant produite au fil du trajet de manière continue et constante, il faut ensuite l'utiliser au mieux sur le trajet afin de minimiser le temps de parcours et/ou la fatigue du cycliste. Nous envisageons pour cela de nous appuyer sur une connaissance a priori du trajet, ce qui est une hypothèse tout à fait plausible à l'instar de l'automobiliste qui renseigne son système de navigation GPS avant de partir. Sur la base du profil d'élévation obtenu et à l'aide d'un algorithme d'optimisation basé sur la programmation dynamique, la vitesse d'avance du cycliste peut être optimisée en temps réel pour répondre à un objectif particulier, par exemple la minimisation du temps de parcours [12].

Certaines contraintes pourraient également être ajoutées comme le fait d'avoir un bilan énergétique nul du système de stockage le long du parcours. De tels algorithmes ont déjà été développés et testés dans la littérature dans le contexte automobile [23], certains prenant également en compte le trafic [31]. Il s'agira donc ici de s'appuyer sur l'existant, de le transposer dans un nouveau contexte afin d'y évaluer sa pertinence tout en y ajoutant de nouveaux objectifs relatifs à des indicateurs physiologiques (par exemple l'indice de fatigue). Un tel algorithme est donc capable de s'adapter aux aléas de parcours comme par exemple un arrêt non anticipé ou une déviation par rapport au trajet initialement prévu.

3 Modèle physique du vélo

De manière à mieux dimensionner le système de puissance, ainsi que de mieux connaître les efforts fournis par les utilisateurs, il est nécessaire de comprendre les forces mises en jeu lorsque le vélo se déplace. Pour ce faire, nous allons faire un bilan des actions extérieures.

L'objectif est de venir simuler et comprendre les forces en jeu dans le mouvement du cycle. Ainsi, le raisonnement sera centré sur le principe fondamental de la dynamique ou son équivalent le théorème de l'énergie :

$$\sum F = ma \quad \text{et} \quad E_b - E_a = \sum W_{AB}$$

La connaissance de ces efforts permettra de venir calculer et estimer la vitesse du cycle en condition réelle d'utilisation.

Plusieurs actions extérieures peuvent être dégagées du bilan des forces :

- ◊ Le poids et la force nécessaire pour vaincre la pesanteur. Cet effort est proportionnel à la pente et à la vitesse de déplacement.
- ◊ La force due au vent. Cette effort est proportionnel au cube de la vitesse de déplacement.
- ◊ La force due au frottement des roues. Cette effort est proportionnel au coefficient de roulement et à la vitesse de déplacement.

L'objectif est de venir déterminer l'importance relative de chacune de ces actions.

Bilan

Voici les graphes des puissances consommées superposées les unes aux autres. Vous trouverez le détail des calculs en Annexe A.

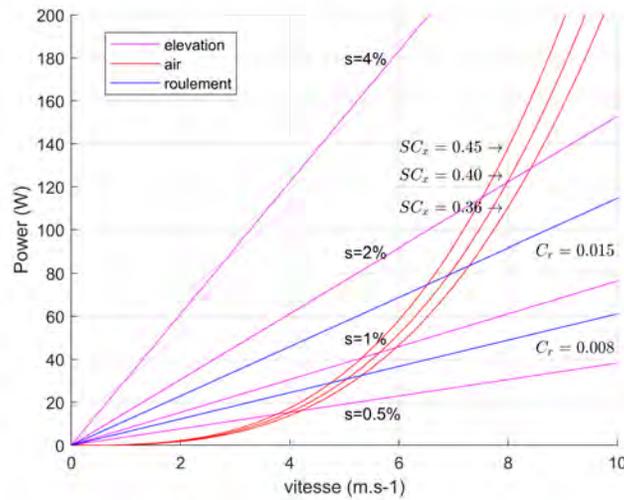


FIGURE 2: Tracé de l'ensemble des puissances dues aux actions extérieures

Pour une vitesse inférieure à $5m.s^{-1}$, on peut voir que la puissance nécessaire pour vaincre le roulement est plus grande que celle nécessaire pour vaincre la force du vent. Quand la vitesse augmente, le vent devient dominant. De plus, la puissance nécessaire pour gravir une pente est relativement

importante et des pourcentages de l'ordre de quelques pourcents représentent des efforts considérables pour un utilisateur du quotidien.

Exemple : Pour une vitesse de $4m.s^{-1}$ soit $v = 14.4km.h^{-1}$, un pourcentage de 1% , des pneus de très bonne facture et un vent nul en position cyclorandonneur, il faudra fournir une puissance $P_r = 25W$, $P_w = 17W$ et $P_p = 30W$ soit un total de $72W$ et ce sans prendre en compte le rendement de la machine.

3.1 Équations dynamiques

Les forces évoquées ci dessus permettent d'établir des équations de mouvement. Basées sur une analyse physique, les calculs de la vitesse instantanée peuvent être déterminés de manière analytique et continue ou bien, dans une version plus simple grâce au théorème de l'énergie.

La résolution du problème dans le domaine temporel continu est disponible en Annexe B.

Bilan énergétique et actualisation de la vitesse

Lors de l'intégration et la simulation numérique de notre système, le besoin de pouvoir calculer la vitesse à partir des équations dynamiques était important, une méthode énergétique d'intégration de la puissance a été utilisée [32]. Les forces extérieures citées ci dessus sont intégrées et utilisée comme suit

$$E_c(n) = \sum_{k=0}^{k=t/\Delta t} P_t(k)\Delta t$$

Puisque nous ne voulons pas garder en mémoire l'ensemble des puissances produites, dissipées en mémoire, le calcul devient :

$$E_c(n) = E_c(n-1) + P_t(n)\Delta t$$

Le calcul de la nouvelle vitesse est quasiment automatique par la suite grâce à :

$$v(n) = \sqrt{\frac{2E_c(n)}{m_{eq}}} \quad \text{ou} \quad v(n) = \sqrt{v(n-1)^2 + \frac{2P_t(n)\Delta t}{m_{eq}}}$$

3.2 Partenariat IFSTAR Nantes

Un partenariat avec l'IFSTAR de Nantes est en cours de construction. En effet, ces derniers disposent d'un vélo instrumenté qui permettra de venir mesurer de nombreux paramètres et de pouvoir, par ce biais valider des modèles, mais aussi de récupérer des données de pédalage sur des utilisateurs du quotidien, de manière à pouvoir dimensionner les machines au plus juste.

4 Biomécanique

Dans le domaine du cycle, de nombreux paramètres sont utilisés pour définir l'état de fatigue d'un utilisateur. Ces derniers font l'objet d'un récapitulatif en Annexe C. Nous pouvons citer le rythme cardiaque, la quantité d'oxygène absorbé...

Il est important de rappeler que nous souhaitons diminuer l'effort global fourni par l'utilisateur et rendre cet effort soutenable par le corps à tout moment du trajet. Ainsi, une bonne connaissance des utilisateurs d'un point de vue biomécanique est nécessaire.

4.1 La classification des utilisateurs

La question de la classification des utilisateurs[8, 19, 6] est une question importante puisque une meilleure connaissance des cyclistes en général nous permettra de mieux dimensionner les éléments du vélo pour qu'ils puissent convenir à tous.

La puissance produite par un utilisateur est généralement donnée en $W.kg$

Nous calculons cette donnée par :

$$P_{norm} = \frac{\int_{t=0}^{t=t_{lim}} P_u dt}{t_{lim} M_u}$$

	5s	1mn	FT men	FT women
World class	25.18	7.6	6.6	5.69
Excellent	20.64	6.01	5.17	4.43
Good	16.7	4.64	3.93	3.34
Fair	13.07	3.37	2.79	2.33
Averaged untrained	11.26	2.74	2.22	1.83

TABLE 1: Puissance développée par différentes catégories de cyclistes en $W.kg^{-1}$

men age	mauvais	faible	bon	excellent
20-24	<32	40	54	>62
25-40	<29	38	49	> 56
40-54	<25	37	42	>48
55-65	<22	27	36	>41

TABLE 2: Vo_2Max moyen en $mg.min^{-1}.kg^{-1}$

Ces tables sont intéressantes et permettent d'établir un profil du cycliste type. Certes, il faudrait corrélérer ces données avec les pourcentages de la population qui s'entraînent régulièrement au vélo, cependant, ces données permettent déjà de dire qu'un cycliste non entraîné peu à priori développer $2.2W.kg^{-1}$ en moyenne et donc $154W$ maximum pendant une heure pour un cycliste de 70 kg.

Nous allons maintenant voir que ce chiffre ne représente pas la valeur réelle d'énergie qu'un utilisateur pourrait fournir sans se fatiguer.

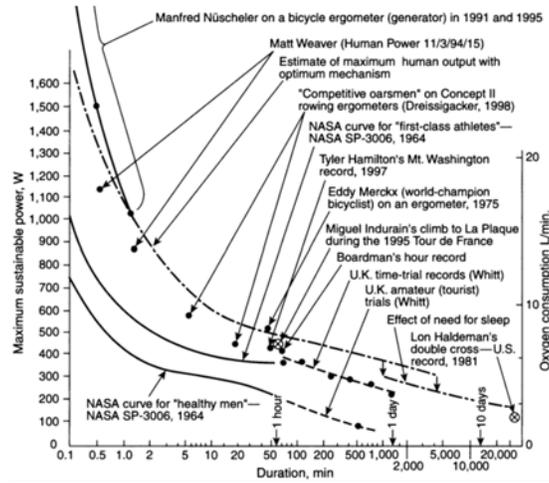


FIGURE 3: Puissance fournie par un utilisateur en fonction de la durée de l'effort [38]

4.2 Les zones d'effort

Les données précédentes peuvent permettre de classer les individus par rapport à leurs performances maximales, cependant, ces données ne définissent pas le niveau de fatigue ressenti par l'utilisateur.

L'objectif est de comprendre quelle est la puissance maximale que peut fournir un utilisateur sans se fatiguer. Coggan propose une classification qui rend compte de ces catégories.

Zone d'effort selon Coggan

Coggan définit des zones d'effort et les ressentis utilisateurs associés en 7 zones [19]

Zone d'intensité	% FTP	ressenti utilisateur
I1	<55%	accompagnement des pédales, effort non ressenti, récupération active
I2	55-75%	effort léger
I3	75-90%	concentration nécessaire, effort ressenti
I4	90-105%	sensation de fatigue importante
I5	105-120%	augmentation de son taux de $V_{O_2}Max$
I6	120-150%	zone d'augmentation de la capacité anaérobie
I7	ND	relance ou attaque

Échelle d'Estimation Subjective d'intensité de l'Exercice (ESIE)

Rédigé par Grappe et al. cette échelle alternative donne des résultats similaires à celle développée par Coggan.

4.3 Modélisation du rendement ou indice de performances

Le rendement interne à un utilisateur n'est pas évident à calculer et nous pouvons imaginer d'autres moyens de quantifier l'efficacité énergétique des individus. Ces calculs ne sont pas des vrais

ratio de rendements ($\frac{P_{out}}{P_{in}}$) et ainsi ne sont pas forcément compris entre 0 et 1.

Voici quelques exemples simples de quantificateur que nous pouvons imaginer

Observation de paramètres simples

$$\langle HR \rangle = \frac{1}{t_{lim}} \int_0^{t_{lim}} HR(t) dt$$

Cette formule de moyenne peut être utilisée pour calculer les moyennes d'autres paramètres également pertinents :

$$V_{O_2}, T_{body}, P_u, \omega_g, P_m, v$$

Ces paramètres représentent les moyennes d'un utilisateur sur un parcours donné. Une moyenne plus faible sur un de ces paramètres indique un degré d'effort moyen plus faible et une meilleure acceptation de l'effort par le corps.

Nous pouvons étendre ce mode de raisonnement en implémentant des indicateurs calculés de manière quadratique.

Indice de performances construit sur un modèle de rendement

La littérature montre des procédures similaires. Nous avons de plus pu identifier la définition du paramètre ci dessous [35] :

$$\eta_g = \frac{E_u}{\Delta V_{O_2}}$$

avec $E_u = \int_0^{t_{lim}} P_u$ et $\Delta V_{O_2} = \int_0^{t_{lim}} (V_{O_2} - V_{O_2 idle})$.

En effet, les paramètres ci dessus sont le reflet de la fatigue du cycliste et englobent la chaîne globale du système. Cependant, ici, le choix peut rester discutable car certaines études montrent clairement que V_{O_2} est loin d'être un paramètre englobant et totalement représentatif du rendement interne. [16, 18]

D'autres paramètres similaires pourraient être imaginés en reprenant la formule et en remplaçant des paramètres, en combinant certaines variables ou autre...

4.4 Carte de rendement

Le rendement interne d'un utilisateur est estimé entre 15 et 30% [18]. Des mesures réelles ont été effectuées et il semble que le rendement optimum soit obtenu pour une fréquence de pédalage comprise entre 60 et 80 rpm. [16, 21]

Ceci est une donnée critique du projet, en effet, pour améliorer le niveau d'effort fourni par l'utilisateur sur une plage donnée, il sera nécessaire de venir positionner ce dernier sur une zone où celui-ci est efficace. Considérant les derniers éléments cités ci dessus, nous avons pu trouver une carte de rendement proposée par l'université de Milan. Ce rendement est calculé grâce à la définition donnée ci dessus :

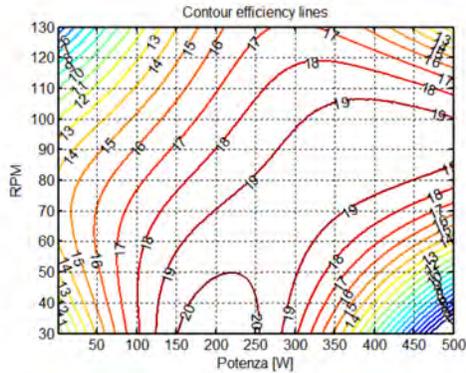


FIGURE 4: Rendement d'un utilisateur en fonction de sa vitesse de pédalage et de la puissance fournie

4.5 Mesure de performance en réel

Puisque nous serons amenés à faire des comparatifs, la mesure exacte du rendement de l'utilisateur n'est pas nécessaire. En revanche, la comparaison de paramètres représentatifs peut déjà constituer un élément de réponse essentiel.

Ainsi, la mesure de nombreux paramètres peut conduire à des résultats quantifiant un gain en performances. Ces derniers sont définis à la section 4.3.

Le prototype instrumenté avec l'IFSTAR de Nantes va également permettre d'accroître notre connaissance à ce sujet.

4.6 Le mouvement de pédalage, un mouvement complexe

L'analyse du mouvement de pédalage est réellement importante pour notre étude et notre compréhension du système.

La reproduction d'une sensation de pédalage nécessite de bien évaluer les caractéristiques de ce mouvement naturel, qui joue à la fois sur l'inertie du cycle et sur une force appliquée sur les pédales dépendantes de l'angle et dépendante du cycliste.

Voici un schéma représentatif du couple produit par un utilisateur lors d'une révolution de pédalage.

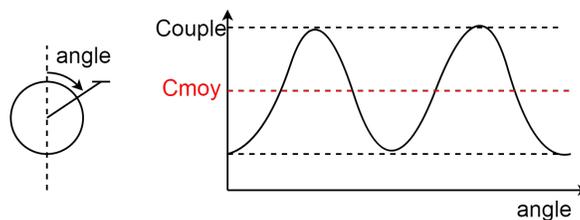


FIGURE 5: Couple généré par un utilisateur en fonction de la position de la pédale

Tout d'abord, il est intéressant de définir le pédalage comme un couplage de deux grandeurs qui sont le couple (T_u) et la vitesse (ω_u).

La forme du couple, en imaginant que ce dernier est symétrique, peut avoir la forme suivante :

$$T_u = A \cos^n(\theta) + B \sin^n(\theta)$$

Où A et B sont respectivement les forces tangentielles et normales au mouvement de pédalage.

Ces deux variables sont fonction du temps, de l'angle de la pédale, de la jambe motrice... Il est nécessaire de définir quelques paramètres représentatif d'un mouvement de pédalage sain.

Résultats

Des tests ont été réalisés et un pilotage en couple de la génératrice a alors été choisi. Le pilotage en couple montre clairement ces limites ici, en effet, on peut voir que la vitesse de pédalage varie en fonction du temps avec des creux de vitesse sur les pointes d'efforts.

Ces variations varient énormément selon l'utilisateur et la modulation. La forme d'onde sinus elle même est discutable et ne semble pas parfaitement correspondre. Ici encore, un travail approfondi doit être conduit.

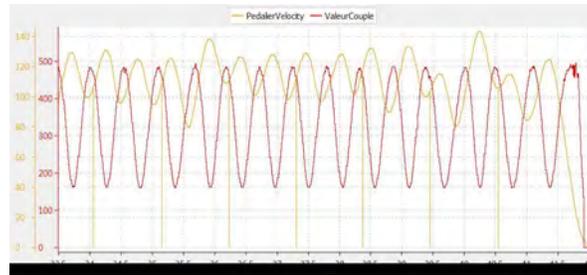


FIGURE 6: Vitesse de pédalage ($2Tr.min^{-1}$) et couple ($0.065Nm$) appliqué pour un utilisateur

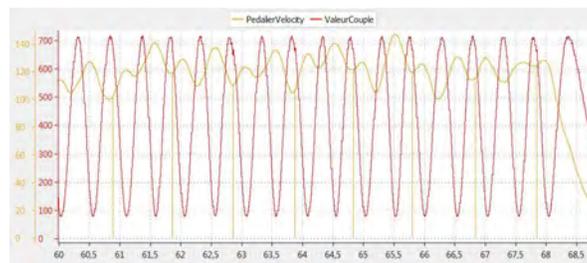


FIGURE 7: Vitesse de pédalage ($2Tr.min^{-1}$) et couple ($0.065Nm$) appliqué pour un autre utilisateur

La régulation en vitesse du pédalier par la modulation de couple permettrait éventuellement d'avoir un mouvement beaucoup plus fluide et auto adaptatif pour l'utilisateur. C'est la prochaine étape.

5 Simulation de la génératrice

La simulation du rendement des machines est un point essentiel de la réussite du projet. En effet, le rendement de la chaîne globale doit être poussé au maximum de manière à se rapprocher le plus possible d'un vélo à traction mécanique. Un rendement de l'ordre de 70, 80% semble réaliste pour le vélo final. Cette réalisation nécessite de choisir le point de fonctionnement de manière optimale et ainsi la bonne connaissance du fonctionnement de ces machines est indispensable.

Vous trouverez le détail numérique des formules en Annexe D.

5.1 simulation, rendement et choix du ratio α_e

Voici un exemple de simulation du rendement de la génératrice.

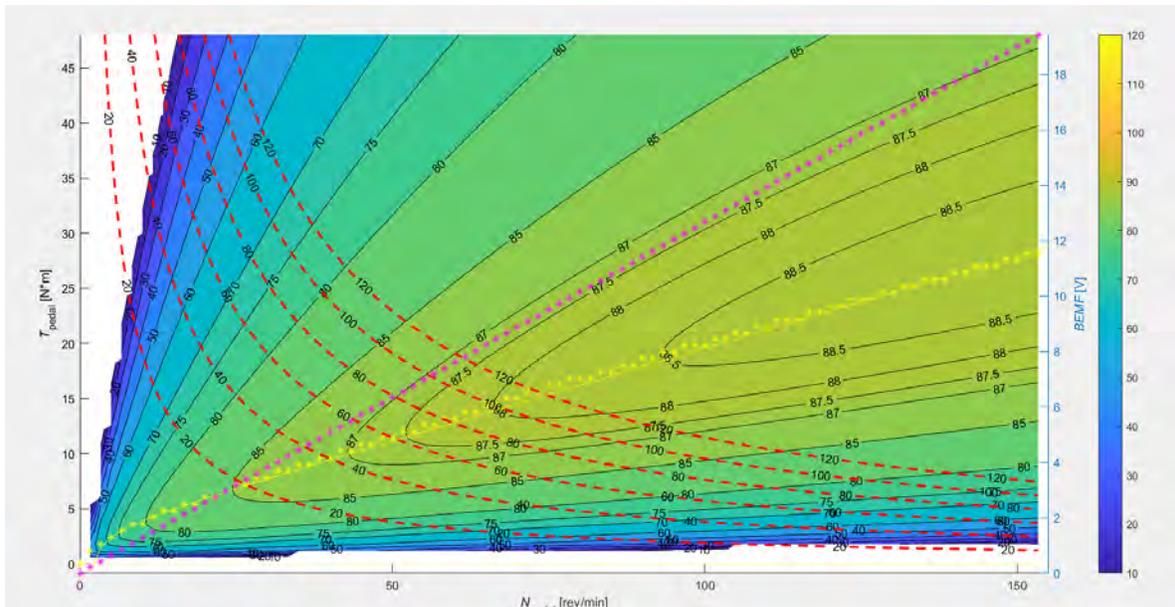


FIGURE 8: Carte de rendement du moteur

L'idéal est de pouvoir obtenir un point de fonctionnement compris aux alentours de 40-60 $tr.min^{-1}$ et de 40-100W en fonction des utilisateurs.

Comme nous pouvons le voir sur le graphe, ici représenté avec une valeur de multiplication de vitesse par 7 (l'abscisse est alors la vitesse de pédalage et l'ordonnée le couple de pédalage direct), la zone de fonctionnement à un rendement supérieur à 80 % est très large. De plus la gamme de puissance 60-100W à 60 rpm est simulé à $\eta_g = 87.5\%$, ce qui est un bon résultat.

Dans le but d'améliorer encore les performances il est possible d'appliquer des techniques de défluxage. Certaines techniques d'intérêt sont référencés en Annexe D.

De même, vous y trouverez une Application Numérique appliquée a notre machine tournante.

5.2 Résultats Générateur

Des tests sont en cours de manière à mieux comprendre les pertes sur l'ensemble générateur.

Actuellement, nous identifions des pertes, éventuellement mécaniques ou fer de l'ordre de 2 Nm quand un utilisateur classique produit environ 5 à 6 Nm. Les pertes sont éventuellement à trouver dans les paliers

Le pilotage en couple vectoriel est lui parfaitement fonctionnel.

L'alignement des éléments mécaniques est lui aussi potentiellement en cause. En effet, l'alignement des engrenages est créé grâce à une pièce mécano-soudé qui n'est pas parfaitement perpendiculaire. Des rondelles de calage ont été installées, cependant, un jeu persiste.

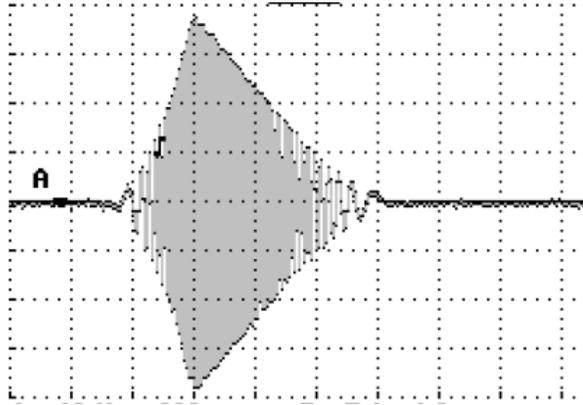


FIGURE 9: Tension entre phase de la génératrice non connectée électriquement, abscisse : temps (0.2 secondes), ordonnée (Tension : 10V)

Cette figure représente la tension entre phase. Le signal est sinusoïdal et la fréquence et la tension sont proportionnelles à la vitesse de rotation. Nous pouvons voir que la décroissance en vitesse est quasiment constante, ce qui implique un couple résistant constant.

La détermination prochaine, par un calcul théorique, de la valeur de l'inertie de l'ensemble, permettra de déterminer la valeur du couple résistant.

6 Les supercondensateurs

Les supercondensateurs sont des éléments de stockage alternatifs aux batteries. Elles proposent un comportement dynamique à mi chemin entre le condensateur et la batterie comme le montre le ragonne plot suivant :

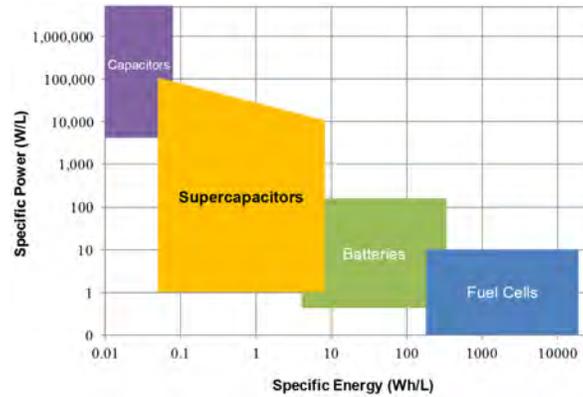


FIGURE 10: Tracé de ragone pour les différentes grandes familles de stockage électrique

Le plot de Ragone est construit à partir de deux paramètres que sont la puissance et l'énergie spécifique de chaque cellule. Plus la puissance spécifique est importante, plus la cellule est capable de délivrer du courant de manière instantanée. De plus l'énergie spécifique est représentative de l'énergie embarquée.

Ce tracé nous permet de justifier les Supercondensateurs pour notre application où les puissances peuvent rapidement atteindre des pics de l'ordre de 500Watts.

Le choix d'un pack de supercondensateur est unique pour ce genre d'application. Certaines raisons nous ont poussé et nous permettent d'évaluer cette solution comme viable :

- ◊ La volonté d'avoir un vélo durable
- ◊ Le besoin d'une quantité d'énergie faible
- ◊ Le bon rendement d'un Supercondensateur
- ◊ La future capacité de production de l'entreprise en Supercondensateurs

Comme pour les sections précédentes, une définition approfondie des paramètres des supercondensateurs se trouve en Annexe E.

Assemblage de supercondensateurs

L'assemblage de supercondensateur est usuellement réalisé grâce à des procédés de soudure laser ou bien grâce à de l'assemblage visé.

Finalement, nous avons voulu utiliser des supercondensateurs de la marque Skeleton non filtés et l'impossibilité de trouver des partenaires pour la soudure nous a amené à utiliser un montage pressé.

Les performances de ce dernier type de montage sont très mitigées. En effet, la résistance du pack était très élevée dans un premier temps due à des contacts imparfaits malgré un montage pressé très propre.

La résistance du pack a ainsi atteints

$$R_{pack} = 0.63\Omega \quad R_{cell\ datasheet} = 2.8m\Omega$$

Un assemblage parfait des cellules aurait du conduire à une résistance faible de l'ordre de 25mΩ

Un assemblage amélioré grâce à l'ajout de patte conductrice a permis de réduire la résistance totale à $R_{pack} = 80m\Omega$, ce qui reste élevé mais supportable pour le système.

En effet, un courant de 20 Ampères sur le pack provoquait une chute de tension de 10 V et des pertes de l'ordre de 200 Watt lorsque la résistance était supérieure au demi ohm. Ce qui évidemment n'est pas compatible avec notre projet de développement.

Le projet sera d'augmenter le nombre de supercondensateurs dans le futur de manière à réduire le courant et de rapprocher la tension bus de la tension du pack.

Le courant de fuite

Le courant de fuite peut être mesuré en monitorant la tension au fil du temps et donc en déduisant la perte d'énergie et donc le courant moyen. On voit d'ailleurs clairement que la perte d'énergie suit un profil exponentiel.

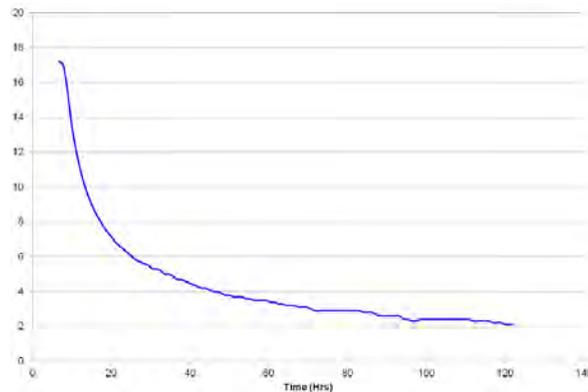


FIGURE 11: Fuite de courant (mA) en fonction du temps

Grâce à un fit de courbe de la forme $\frac{A}{t} + B$, où A et B sont des constantes, nous avons pu déterminer que cette cellule avait besoin d'environ 6 mois avant d'atteindre un taux de décharge complet. Cette estimation est approximative mais la faible auto décharge après 72H permet aisément de pouvoir conserver un peu d'énergie pour quelques dizaines de jours.

L'autodécharge est variable selon la technologie, la taille et le processus de fabrication du Supercondensateur.

6.1 Le vieillissement

Le dimensionnement du pack va nécessiter de prendre en compte les phénomènes de vieillissement. Nous distinguons deux grandes familles de vieillissement que je vais succinctement décrire ci dessous.

Les cycles

Le cyclage est le fait de charger et décharger le module de manière quasi permanente. C'est dans ce type de vieillissement que les supercondensateurs font leurs preuves puisque ceux-ci peuvent supporter jusqu'à plus de 1 000 000 de cycles avant d'être déclarés comme usés.⁴ Ces bonnes performances sont essentiellement dues au caractère physique du stockage des ions avec des réactions chimique à la marge minoritaires.

4. Comme dans le domaine des batteries, nous définissons la fin de vie comme une perte de 20% de la capacité initiale

Le calendrier

Dans le domaine calendaire, c'est à dire le vieillissement dans le temps (et sans cyclage c'est à dire inutilisé), nous pouvons distinguer deux grandes variables d'influence : la tension de stockage et la température.

Voici un exemple de l'estimation de la durée de vie en fonction de la température et de la tension :

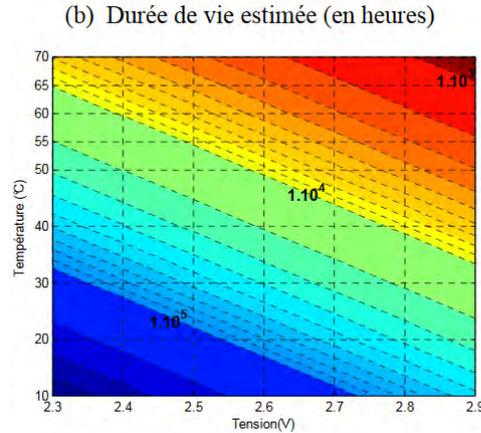


FIGURE 12: La durée de vie en calendaire en fonction de la tension de floating et de la température

6.2 Dimensionnement optimal du pack

Le dimensionnement optimal de packs a déjà fait l'objet de plusieurs études [11, 14].

Ces études montrent en outre les différentes manières d'aborder le problème.

Nous pouvons par exemple retrouver une optimisation du critère puissance/énergie embarquée dans la thèse de M Hijazi.

Dans un second temps, la thèse de M Aubry propose une optimisation multiobjectif en fonction du coût et de la durée de vie du système.

Concernant notre application, les paramètres importants seront le coût, l'énergie embarquée et le volume. Ainsi, une méthode d'optimisation basée sur ces trois critères et inspirée de travaux précédents est possible et sera réalisée prochainement.

6.3 Notion de performance

Dans cette section, j'aimerais créer trois paramètres qui vont nous permettre de mieux comparer les solutions de stockage. Je vais noter ces trois indices, respectivement, G_d , G_t et G_s .

G_d , le dénivelé théorique par pack

G_d est l'énergie contenue dans le pack ramené au dénivelé. Cet indice s'exprime donc en $m.(Wh)^{-1}$. Il se calcule comme suit (normalisé pour un ensemble vélo + utilisateur $M_T = 100Kg$) :

$$G_d = \frac{3600E_{pack}}{M_T g} = \frac{3600E_{pack}}{981} = 3.66E_{pack}$$

G_s , Start/stop par pack

G_s est l'énergie contenue dans le pack ramenée au nombre de démarrage. Cet indice s'exprime donc en $SS.(Wh)^{-1}$, où SS convient pour Start/Stop. Il se calcule comme suit (normalisé pour un ensemble vélo + utilisateur $M_T = 100Kg$ et une vitesse limite de $v = 15Km.h^{-1} = 4.1m.s^{-1}$ (fin d'accélération)) :

$$G_s = \frac{3600 * 2E_{pack}}{M_T v^2} = 4.14 E_{pack}$$

Il est tout de même juste de faire remarquer que ces indices sont uniquement théoriques et ne prennent nullement en compte le rendement du système ou bien l'énergie nécessaire pour vaincre le roulement, la pente, le vent durant cette phase.

G_t , temps pour compenser l'énergie d'un démarrage

En ville, là où notre application a le plus de sens, le phénomène de Start/Stop est fréquent bien que encore mal identifié à ce jour dans mon étude bibliographique. La question est de déterminer à quelle fréquence un cycliste s'arrête en ville. De manière à comprendre si l'équilibre énergétique est possible sur un trajet urbain, il est nécessaire de coupler G_s avec le temps nécessaire pour régénérer une énergie suffisante pour un nouveau démarrage. Cet indice est donc exprimé en s

$$G_t = \frac{M_T v^2}{2 * P_u} = \frac{50v^2}{P_u}$$

7 Les convertisseurs de puissance

Notre système dispose de plusieurs grands sous ensembles qui sont tous interfacés par un système électronique. La maîtrise de ces éléments est donc cruciale.

Notre projet comprend de nombreux interrupteurs de puissance. En effet, les convertisseurs moteur sont composés de 6 interrupteurs chacun si aucune mise en parallèle n'est créée.

Le convertisseur Buck/Boost quand à lui, est composé de 2 interrupteurs si une seule phase est utilisée. Le minimum d'interrupteur utilisé est donc de 14. Dans le but de venir optimiser le rendement, il est nécessaire de venir estimer les performances des transistors du marché. Les calculs des pertes sont détaillés en Annexe F.

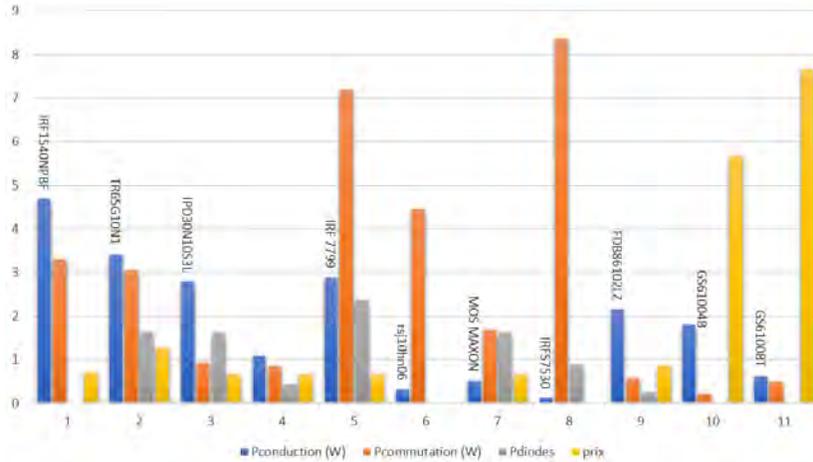


FIGURE 13: Comparaison des différents interrupteurs du marché (pertes en Watts, prix en euros)

Différents boîtiers ainsi que technologies sont ici représentées, les boîtiers DirectFET, D-PACK, D2-PACK... et les technologies MOS et GAN.

Nous pouvons voir que les technologies GAN, bien que très intéressantes, ne disposent pas d'un coût attractif. De plus ces derniers ne disposent pas de diodes de roue libre intégrée.

L'objectif est de venir intégrer des éléments de puissance ayant un rendement excellent.

Par exemple, le rendement théorique d'un DCDC Buck-Boost, piloté avec des transistors parfaits est :

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_l}{R \cdot (1-D)^2}}$$

R_l : La résistance interne de l'inductance

R : La résistance de la charge

D : Le rapport cyclique

$$\alpha = \frac{R_l}{R}$$

Nous notons que une résistance d'inductance nulle conduit à un rendement parfait. Le tracé du rendement est disponible ci dessous. [22]

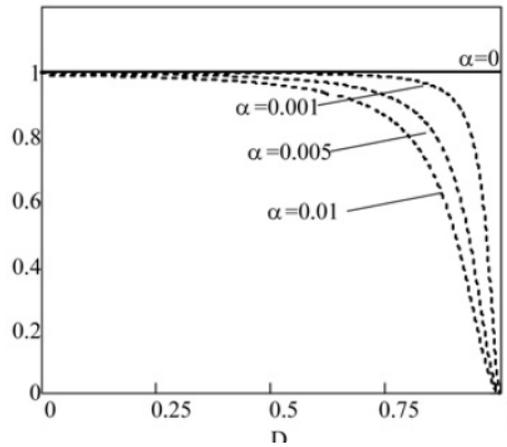


FIGURE 14: Rendement théorique d'un convertisseur Buck Boost

Cartes Actuelles

Actuellement, un DCDC est en cours de création à l'aide d'un module LM5170 de chez Texas Instrument. Cette carte permettra de réguler le convertisseur en courant, et en tension. L'objectif est d'utiliser ce module pour réguler la tension bus10

De plus nous disposons maintenant de nos propres contrôleurs moteurs basées sur le projet Open Source Vedder.se.

8 Prototypes

Deux prototypes ont déjà été réalisés, je vais vous présenter ici quelques photos.

8.1 Premier prototype



FIGURE 15: Electronique du prototype N1



FIGURE 16: Génératrice du prototype N1

Ce prototype, roulant, a été conçu dans l'objectif de valider la faisabilité de certains concepts. Ainsi, nous avons pu valider la possibilité de rouler à l'équilibre énergétique, mais aussi, l'interfaçage du système, le démarrage à l'arrêt, la gestion des modes de fonctionnement (NORMAL, ARRET, DEMARAGE, FREIN, CHARGE, ROUE LIBRE, SCVIDE).

Il nous a également permis de centrer nos efforts sur les problèmes majeurs et nous a permis de les identifier. En revanche, le manque de moyen de mesure ne nous a pas permis de chiffrer l'ensemble des performances.

8.2 Second prototype



FIGURE 17: Vélo global prototype N2



FIGURE 18: Génératrice du prototype N2

Le second prototype est beaucoup plus abouti que le premier. En plus du design, celui-ci dispose du pilotage vectoriel pour contrôler la génératrice, ce qui est une grande avancée qui nous permet de réguler et moduler le mouvement de pédalage en direct.

Le découplage entre la génératrice et la roue est maintenant parfait. Ce prototype nous permet valider nos cahiers des charges avec des mesures et une compréhension précise des obstacles.

Il nous permet également de rouler à l'équilibre énergétique (Et plus vite que sur le vélo précédent grâce à un rendement de la chaîne accru). De plus, ce vélo est équipé de la première version de BMS fait maison pour contrôler et équilibrer les supercondensateurs.

Il a de plus permis de prendre en main des outils de programmation, de gérer les protocoles I2C, CAN...

8.3 Résultats

Les résultats sont encourageants, ces derniers ont été présentés dans ce rapport.

Nous allons lentement passer à la conception d'un nouveau prototype, celui-ci a pour objectif de résoudre les obstacles de rendement qui est le principal frein de la structure.

9 Architecture matérielle

L'assemblage physique des différents sous ensembles du système offre plusieurs possibilités qui peuvent affecter les performances. Nous allons ici présenter deux grandes architectures qui semblent répondre à nos objectifs. D'autres structures existent, cependant, celles-ci semblent être les plus pertinentes.

Nous distinguons deux grandes architectures matérielles aux fonctionnements très similaires.

9.1 L'architecture en étoile

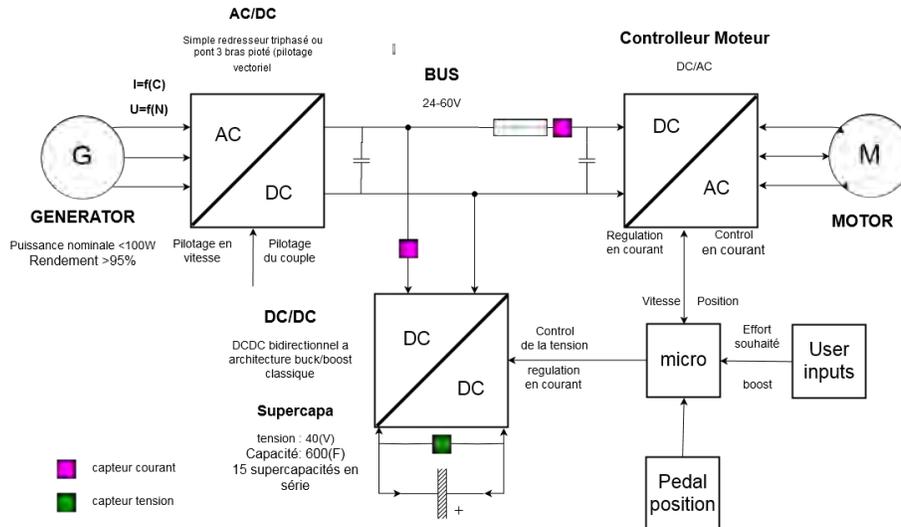


FIGURE 19: Architecture comportant un DCDC sur les supercondensateurs

L'architecture en étoile est une architecture souple d'utilisation car elle admet de nombreux degrés de liberté en terme de commande. Ainsi, le contrôle du couple et de la génératrice est fait par pilotage vectoriel, la tenue en tension du bus est réalisé par l'ensemble supercondensateur/DCDC et la gestion en énergie par la commande du moteur.

Le convertisseur est aussi capable d'élever la tension et donc de venir augmenter la vitesse limite du moteur, créant ainsi le même effet qu'un défluxage sans la perte d'énergie associée.

9.2 L'architecture en série

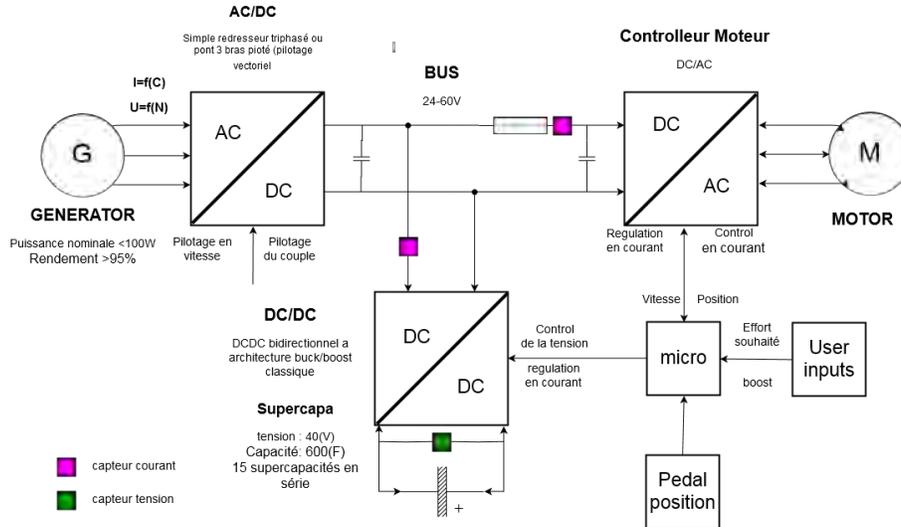


FIGURE 20: Architecture avec les supercondensateurs directement sur le BUS

Cette architecture a l'avantage d'avoir un convertisseur en moins et donc plus de simplicité. Cependant, cette architecture présente le désavantage d'avoir les supercondensateurs branchés directement sur le Bus. Un démarrage avec des supercondensateurs vides serait alors quasiment impossible car la tension du bus serait maintenue trop basse.

9.3 Combinaison des deux

La simplicité du système dit en « série » est attirant, mais le problème du démarrage ou de phase de vitesse nécessitant une tension plus importante que celle présente dans les supercaps. Ainsi nous imaginons actuellement un système avec un bypass (relais ou interrupteur 4 cadrants) permettant de passer d'une architecture à l'autre.

10 Contrôleurs proposés

Le système admet de nombreuses boucles de régulations. En effet, beaucoup de paramètres doivent être contrôlés en permanence. Ces boucles permettent au vélo d'évoluer et de fonctionner de manière fluide quelque soit la nature des perturbations extérieures au système. L'environnement d'un vélo offrant une large gamme de mode de fonctionnement comme nous avons pu le voir en section 2, ces boucles de régulation continue en sont d'autant plus importantes.

- ◇ régulation du couple sur un tour de pédale pour sensation fluide de pédalage
- ◇ régulation de la vitesse de pédalage pour ramener l'utilisateur dans une zone optimale d'efficacité énergétique : Régulation de la vitesse en régulant le couple. on peut imaginer un puits de stabilité autour de 50 tour/min avec une augmentation/diminution du couple si on s'éloigne de ce puits. Ce puits, initialement fixé à 50 tr/min pour 60W environ peut être mobile en fonction de la

puissance, demandé. Par exemple, un décalage du creux du puits peut se faire entre 60 et 150W de 50 à 80tr/min afin de venir compenser pour les sportifs et autres morphologies, préférences utilisateurs

- ◇ Régulation du niveau de charge des supercondensateurs (régulation instantanée et long terme nécessaire pour faire la différence entre une petite bosse et une côte, une analyse fréquentielle pourra être menée)
- ◇ Régulation du niveau de bus de manière à optimiser le rendement du système global (optimiser l'équilibre des tensions entre convertisseurs, réduire les courants dans les machines)
- ◇ Régulation de la vitesse du vélo (de manière à conserver un équilibre énergétique)
- ◇ Optimisation de la durée de vie du système de stockage (optimisation en durée de vie du pack de supercondensateur par exemple)

Toutes ces boucles de régulations ne sont pas encore fonctionnelles. Je n'ai eu actuellement que peu de temps pour venir identifier des structures de contrôleurs adaptées aux systèmes correspondants. C'est pourquoi l'ensemble des contrôleurs sont réalisés grâce à uniquement trois méthodes simples et robustes de régulation qui permettent d'obtenir des résultats corrects. Une connaissance des fonctions de transfert permettra de réaliser des régulations plus efficaces.

Régulation intégrale

La régulation la plus utilisée est la régulation intégrale à incrément fixe. Celle-ci est très simple à mettre en place et permet de réguler sans erreur (sauf erreur sur la mesure).

La méthode est très robuste en revanche la commande est ainsi assez longue à réagir et cette méthode peut ne pas être assez performante.

Régulation par hystérésis

Cette boucle de régulation a été utilisée pour réguler la tension Bus, le comportement est fonctionnel. Des pistes sont en études pour passer sur des commandes par modes glissant, une évolution de la commande bang-bang, qui permet de réduire le temps de réponse du système en restant sur une structure très robuste.

La MIT rule

La régulation par MIT rule est également envisagée, cependant, la synthèse des contrôleurs, basés sur la théorie de Lyapunov n'ont pas encore été approfondis.

11 Conclusion et perspectives

A l'issu des sept premiers mois, de nombreuses questions ont déjà été abordées. Mon projet débute différemment des thèses purement académiques puisque c'est la réalisation de prototypes qui a déterminé mon emploi du temps ces derniers mois. Ces essais fonctionnels me permettent maintenant d'envisager une partie plus théorique, avec une très bonne connaissance des obstacles et des problèmes techniques que nous pouvons rencontrer.

De manière plus précise, les premiers mois ont été l'occasion d'améliorer mes connaissances sur les machines tournantes, les convertisseurs de puissance et les systèmes de stockage d'énergie, et ce de manière théorique, mais également en les mettant directement en pratique. Finalement, le projet avance plus vite que prévu puisque l'état actuel d'avancement était prévu après 18 mois de thèse.

Les tâches de modélisation du vélo, d'optimisation des algorithmes, de boucles de régulation sont planifiées pendant mes périodes de travail à Lyon et Laval puisque de nombreuses personnes compétentes y sont présentes pour m'épauler, me guider si besoin est. Ces éléments donneront lieu à des publications.

L'objectif est de pouvoir avoir un vélo roulant avec une technologie aboutie et maîtrisée pour 2019. De plus, nous avons pu constater que la maîtrise personnelle des blocs technologiques est importante car nous nous sommes beaucoup heurtés à des problèmes de maîtrise et d'adaptation de produits finis.

Avec ce rapport, je signe également la fin d'une période de 7 mois à Orléans, où, j'ai pu prendre en main l'environnement industriel de l'entreprise. Maintenant, une phase d'approfondissement du travail déjà ébauché commence.

Références

- [1] <http://donnees.banquemondiale.org/indicateur/SP.URB.TOTL.IN.ZS?locations=Z7>.
- [2] <http://www.lefigaro.fr/conso/2014/01/25/05007-20140125ARTFIG00275-utiliser-un-vehicule-represente-un-cout-de-3300-euros-par-an.php>.
- [3] <http://www.developpement-durable.gouv.fr/IMG/pdf/PNV-5.pdf>.
- [4] <http://www.avere-france.org>.
- [5] Le vélo à assistance électrique : "locomotive" du marché du cycle en 2016. <http://www.avere-france.org>.
- [6] Power training zones for cycling.
- [7] Sport aerodynamics. OCLC : ocn297145523.
- [8] Vo2 max ou volume maximal d'oxygène.
- [9] *Le vélo à assistance électrique : un nouveau mode métropolitain ? - Données sur l'usage et les usagers du vélo à assistance électrique à partir du panel des usagers 6t*. Bureau de recherche 6-T, Paris, Mars 2015.
- [10] Jyoti Agrawal and Sanjay Bodkhe. Steady-state analysis and comparison of control strategies for PMSM. 2015 :1-11.
- [11] Hijazi Alaa and Bideaux Eric. Sizing of supercapacitors stack : Application to the braking energy recovery of electrical bus. October 2010.
- [12] J. Aubry, I Miladi, B. Barbedette, and T. Azib. *Optimisation de la gestion d'énergie d'un véhicule à propulsion humaine à assistance électrique autonome*. Symposium de Génie Electrique, 7-9 Juin 2016, Grenoble.
- [13] Judicael Aubry and Bertrand Barbedette. *Evaluation de l'intérêt d'une hybridation série pour un véhicule à propulsion humaine. Pré-dimensionnement d'une génératrice-pédalier*. 2014.
- [14] Judicaël Aubry. Optimisation du dimensionnement d'une chaîne de conversion électrique directe incluant un système de lissage de production par supercondensateurs. application au houllogénérateur SEAREV.
- [15] P. Bastiani. *Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur- machine alternative : Application à la traction électrique*. INSA Lyon, Février 2001.
- [16] Alain Belli and Fr\&\#x00E9;d\&\#x00E9;rique Hintzy. Influence of pedalling rate on the energy cost of cycling in humans. 88(1) :158-162.
- [17] Ramzi Chaari. Evaluation et modélisation du vieillissement des supercondensateurs pour des applications véhicules hybrides.
- [18] J Chavarren and J A L Calbet. Cycling efficiency and pedalling frequency in road cyclists. page 9.
- [19] Andrew Coggan. power based training levels.
- [20] Club des villes et des territoires cyclables. *les français et le vélo*. Université Paris-Est, Paris Octobre/Novembre 2012.
- [21] Gertjan Ettema and Håvard Wuttudal Lorås. Efficiency in cycling : a review. 106(1) :1-14.
- [22] Wesley Josias de Paula1 Demercil de Sousa Oliveira Junior2 Fernando Lessa Tofoli1, Denis de Castro Pereira1. Survey on non-isolated high-voltage step-up dc?dc topologies based on the boost converter. *Department of Electrical Engineering, Federal University of Sao Joao del-Rei, Praca Frei Orlando*, July 2014.

- [23] R.N. Da Fonseca. *Optimal energy management strategy including fuel cell durability constraint*. INSA Lyon, 2013.
- [24] F.Papon. *Le retour du vélo comme mode de déplacement*. Université Paris-Est, Juillet 2012.
- [25] Ronan German. Etude du vieillissement calendaire des supercondensateurs et impact des ondu-
lations de courant haute fréquence.
- [26] Qingbo Guoa, ChengMing Zhang, Liyi Li, Jiangpeng Zhang, and Mingyi Wang. Maximum effi-
ciency control of permanent-magnet synchronous machines for electric vehicles.
- [27] Aubry J., Ahmed H. Ben, and Multon B. *Sizing Optimization Methodology of a Surface Perma-
nent Magnet Machine-Converter System over a Torque-Speed Operating Profile : Application to a
Wave Energy Converter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Institute of Electrical and
Electronics Engineers, 2011, pp.1-1.
- [28] P. Kreczanik. *Etude de la fiabilité et du vieillissement d'un système de stockage par supercon-
densateurs pour l'alimentation partielle et ponctuelle d'un trolleybus grâce à la récupération de
l'énergie de freinage*. Université Claude Bernard Lyon 1, Avril 2011.
- [29] Andreas Krings and Juliette Soulard. Overview and comparison of iron loss models for electrical
machines. In *EVER : Ecologic vehicles renewable energies*.
- [30] J.-P. Mariot. Mechanics of cycling. 19(4) :349–357.
- [31] F. Mensing. *Optimal energy utilization in conventional, electric and hybrid vehicles and its appli-
cation to eco-driving*. INSA Lyon, 2013.
- [32] Eric ROUVIERE, Pascal VENET, and Claude Bernard Lyon. Conception d'un vae a architecture
hybride serie et a base de supercondensateur. page 57.
- [33] Seïma Shili. Contrôle des circuits d'équilibrage des systèmes de stockage d'énergie (superconden-
sateurs) en vue d'estimer et d'améliorer leur durée de vie.
- [34] skf. The SKF model for calculating the frictional moment.
- [35] P. Spagnol, G. Alli, C. Spelta, P. Lisanti, F. Todeschini, S. M. Savaresi, and A. Morelli. A full
hybrid electric bike : how to increase human efficiency. In *American Control Conference*.
- [36] H. Ben Ahmed J. Aubry P. Venet T. Kovaltchouk, B. Multon. *Enhanced Aging Model for Superca-
pacitors taking into account Power Cycling : Application to the Sizing of an Energy Storage System
in a Direct Wave Energy Converter*. IEEE Transactions on Industry Applications, Institute of
Electrical and Electronics Engineers, 2015, 51 (3), pp.2405 - 2414.
- [37] Mehdi Taghizadeh Kakhki. Modeling of losses in a permanent magnet machine fed by a PWM
supply.
- [38] David Gorson Wilson. *Bicycling science*, volume 1 of *MIT press*. 3eme edition.
- [39] Sergey E. Zirka, Yury I. Moroz, Philip Marketos, and Anthony J. Moses. Viscosity-based magne-
todynamic model of soft magnetic materials. vol 42(9) :2121–2132.

A Modèle Physique : Annexe

A.1 Définition de l'énergie cinétique

L'énergie cinétique du vélo est constitué de deux grandes composantes majeures : la composantes cinétique classique du à la masse et l'énergie cinétique de rotation des roues.

$$E_c = \frac{1}{2}M_t v^2 + J_{roue} \omega_{roue}^2 \quad J_{roue} = M_{roue} \frac{D_{roue}^2 + (D_{roue} - e_{jante})^2}{4}$$

Il est possible de récrire l'équation ci dessus car $\omega_{roue} = \frac{2v}{D_{roue}}$. Ceci permet d'écrire et de définir la masse équivalente du système [30] :

$$E_c = \frac{1}{2} \left(M_t + 8 \frac{J_{roue}}{D_{roue}^2} \right) v^2 \quad \text{et} \quad M_{eq} = M_t + 8 \frac{J_{roue}}{D_{roue}^2}$$

Voici la répartition et le graphe des énergies cinétiques et tournantes sur le graphe ci dessous :

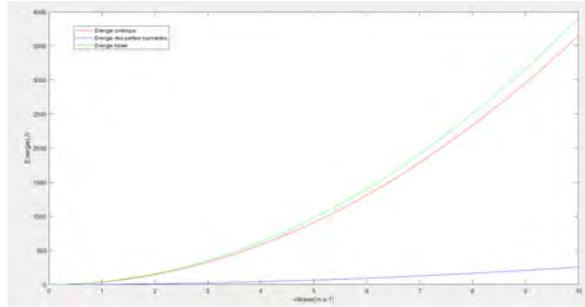


FIGURE 21: Représentation des différentes sources d'énergies

Cette courbe a été obtenu pour $M_u = 60kg$, $M_c = 10kg$, $M_{roue} = 1.5kg$ et $D_{roue} = 0.65m$ et $e_{jante} = 0.05m$. Dans ces conditions l'énergie tournante représente environ 6.5% de l'énergie totale du vélo. Ces conditions sont bien sur variable et tombent à 5% pour un cycliste de 80Kg ou bien à réduire le poids des roues par 2 revient à diviser ces pertes par 2.

La masse équivalente, quand à elle, est pour les conditions initiales évoqués ci dessus, $M_t = 73Kg$ et $M_{eq} = 78kg$, ainsi les masses tournantes peuvent facilement ajouter du poids fictif au vélo.

Cas particulier de l'inertie d'un moteur roue monté

une roue de vélo avec un moteur monté dans la roue alourdit particulièrement cette dernière et remet en question les hypothèses qui permettait un calcul de l'inertie de la roue initialement. Ces hypothèse étaient la concentration de la masse sur la jante et le poids relatif nul des rayons et du moyeu.

Pour le calcul, nous allons considérer que la masse du moteur est essentiellement répartie sur l'extérieur du moteur car le rotor est vide au milieu . la répartition est prise sur le dernier tier du diamètre de manière aléatoire.

Un calcul un peu plus poussé dans le cas d'un moteur roue est détaillé ci dessous :

$$J_{rouemotor} = \int_0^{D_{roue}/2} 2\pi\rho hr^3 dr = J_{roue} + \int_{\frac{1}{3}D_m}^{D_m} 2\pi\rho hr^3 dr$$

Et donc

$$J = M_{roue} \frac{D_{roue}^2 + (D_{roue} - e_{jante})^2}{4} + \frac{13}{36} M_m D_m$$

En prenant $M_m = 5kg$ et un diamètre $D_m = 0.2m$, ce qui correspond à notre moteur roue de 500W, nous trouvons une augmentation du moment d'inertie de $J = 0.2719kg.m^2$ à $J = 0.34Kg.m^2$. Le pourcentage de l'énergie stockée sous forme tournante passe alors de 6.5% à 7.7% la masse totale est alors de $M_t = 78kg$ et la masse équivalente du système $M_{eq} = 84.5kg$ soit un écart de 6.5 kg, soit un kilo dynamique de plus que avec une roue classique

A.2 Les différentes actions extérieures

L'élévation

Tout d'abord, l'élévation de la route est définie par :

$$s = \arctan\left(\frac{\Delta h_{\Delta x=100}}{100}\right) \approx \frac{\Delta h_{\Delta x=100}}{100}$$

Cette force, due à l'élévation et à l'augmentation de l'énergie potentielle peut être exprimé comme suit :

$$F_p = M_t g \sin(s) \quad \text{ou} \quad P_{F_p} = M_t g v \sin(s)$$

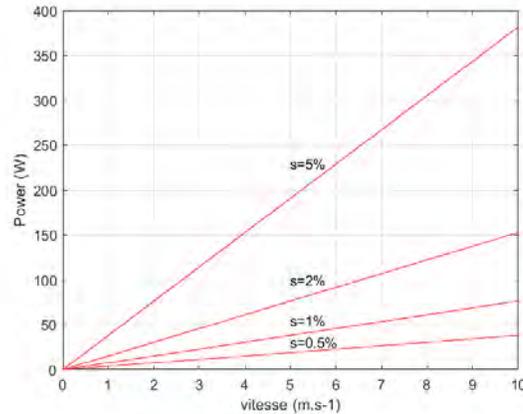


FIGURE 22: Puissance nécessaire pour vaincre l'élévation dans une pente

Finalement, nous pouvons voir que la puissance nécessaire pour gravir une pente peut rapidement être élevé. En effet, gravir une pente de 5% avec le vélo décrit précédemment ($M_t = 78kg$) à une vitesse $v = 18km.h^{-1}$ nécessite de fournir 200W pour vaincre la pente.

le vent

La force du vent peut être importante et provoquer des pertes d'énergie importante. la formule usuellement consacrée pour sons calcul est :

$$F_w = \frac{1}{2}\rho_{air}S_uC_xv^2 \quad \text{ou} \quad P_{Fw} = \frac{1}{2}\rho_{air}S_uC_xv^3$$

Un paramètre important est la constante S_uC_x qui est un facteur d'échelle permettant d'appréhender les pertes du au mouvement d'air.

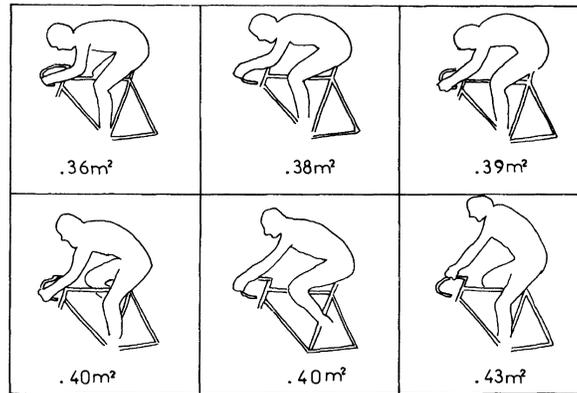


FIGURE 23: Evaluation des coefficients pour différentes posiiton de maintien sur le vélo

Dans le cas ou il y aurait du vent, la vitesse du vent a considérer serait alors la vitesse relative de cette dernière , à partir de ce point là, il convient de remplacer v par $v + w$ et la puissance nécessaire devient alors :

$$P_{Fw} = \frac{1}{2}\rho_{air}S_uC_x(v + w)^3$$

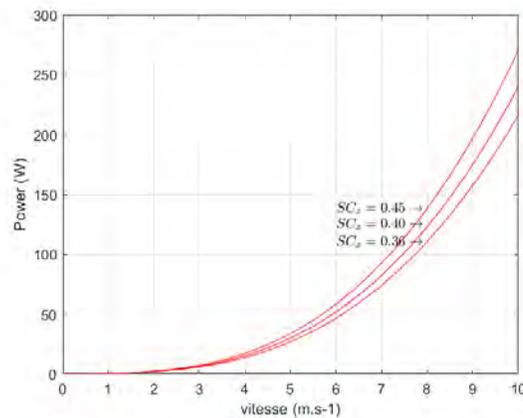


FIGURE 24: Puissance nécessaire pour vaincre le vent

Il convient de remarquer que la puissance nécessaire pour vaincre le vent peut être important les jours venteux ou bien si l'on roule vite. Cette puissance peut facilement excéder la puissance nécessaire pour gravir une côte.

La position, de même, joue un rôle important dans la résistance au vent, en effet, pour un même vent relatif, une personne roulant à $v + w = 29 \text{ km.h}^{-1}$ devra fournir 30W de plus pour avancer à la même vitesse entre une position de course ($SC_x = 0.36$) et une position cyclotouriste ($SC_x = 0.45$)[30], soit 26% d'énergie en plus. D'autres études montrent des coefficients légèrement différents et un peu plus faible (de l'ordre de 0.2 pour les meilleures position, soit une réduction quasiment divisée par deux de l'effort à fournir pour lutter contre le vent). [7]

La littérature nous informe que environ deux tiers des pertes sont dues au cycliste et un tiers seulement au vélo.[30]

Le roulement

Le troisième et dernière source de perte d'énergie est la perte au roulement donné par la formule

$$F_r = M_t C_r g \cos(s) \quad \text{ou} \quad P_{F_r} = M_t C_r g \cos(s) v$$

C_r varie entre 0.002 pour des conditions de roulements excellentes à environ 0.02 pour des pneus de moins bonne facture. Les chiffres varient cependant entre les documentation mais restent compris dans cette fourchette.

Voici un exemple des pertes par roulement attendu en fonction du coefficient de roulement.

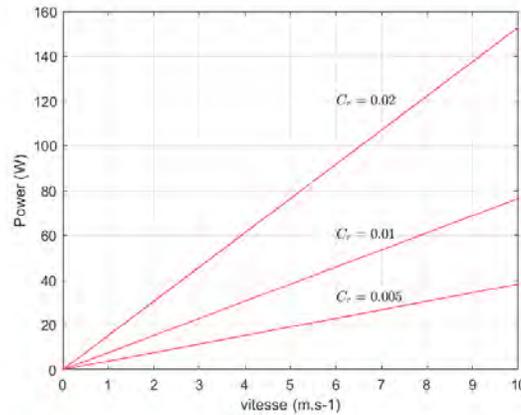


FIGURE 25: Puissance nécessaire pour vaincre le roulement

Le cycliste

Le cycliste fournit une force au pédale transmise au pédalier sous forme d'énergie de rotation. En considérant que le bilan de puissance $P_u = P_r$ nous pouvons modéliser le transfert du cycliste à la roue

$$T_u = F_u L_{mani} \Rightarrow P_u = F_u \omega_u L_{mani} \Rightarrow T_r = F_u L_{mani} \frac{\omega_u}{\omega_r}$$

Sur un vélo classique, une relation pourrait être trouvée entre ω_u et ω_r , grâce au rapport mécanique. Cependant, sur un vélo hybride, ces deux données sont découplées.

A.3 Résolution continue de la vitesse

Les équations

Grâce au PFD, nous pouvons écrire la relation suivante [30] :

$$\ddot{x} + A\dot{x}^2 + B = 0$$

avec

$$A = \frac{\rho_{air} S C_x}{2m_{eq}} \quad et \quad B = \frac{2T_r}{m_{eq} D_{roue}} + \frac{M_t}{m_{eq}} g (C_r + \sin(s))$$

La solution de cette équation différentielle du second ordre non linéaire est donné par la littérature [30].

La solution exprimé est alors de la forme

$$v = \sqrt{\frac{B}{A}} \tanh \sqrt{AB} t$$

Cette fonction est valable pour des paramètres fixes, des paramètres variables en fonction du temps ne sont pas admis. Par exemple, un utilisateur sur un vélo classique va fournir un pic de couple au démarrage afin d'arriver plus vite à vitesse stable pour, par la suite, relâcher son effort.

le steady state

La fonction tangente hyperbolique tend vers 1 donc la vitesse de pointe pour les conditions énoncées ci dessus est :

$$v_{lim} = \sqrt{\frac{B}{A}}$$

La vitesse finale est indépendante de l'inertie des roues qui est pris en compte dans le calcul de m_{eq}

la réponse impulsionnelle

La réponse impulsionnelle va nous permettre de mieux comprendre les temps d'accélération mise en jeux.

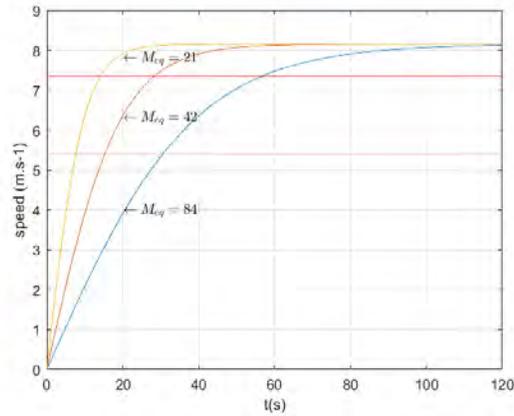


FIGURE 26: Accélération du vélo

Cette figure montre l'accélération d'un vélo selon les équations décrites ci dessus pour une accélération à couple constant. Nous pouvons voir d'une accélération de 0 à environ 25km.h nécessite environ 1 mn avant de dépasser les 90% de la vitesse max.

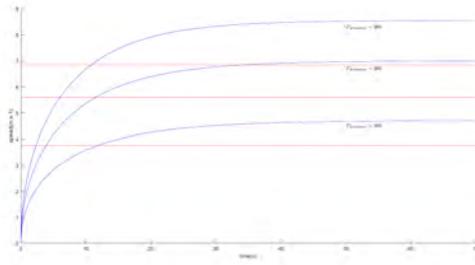


FIGURE 27: Accélération du vélo pour couple utilisateur constant

Le second graphe représente l'accélération théorique d'un vélo sous puissance constante. Nous pouvons remarquer que les constantes de temps mise en jeux sont similaire et que le gain semble être affecté majoritairement.

B Les acteurs du projet

STEE

Créée en 2003, STEE est un sous-traitant en électronique spécialisé dans la conception et la fabrication de cartes électroniques, dans le câblage filaire et l'intégration de prototypes de petite et moyenne série. STEE dispose d'un Bureau d'Etudes expérimenté dans la gestion de l'énergie embarquée et dans la conception de systèmes basse consommation. STEE sera donc un cadre pratique puisque l'entreprise dispose de matériel de production ainsi que de l'expérience.

STEE est également associé à une entreprise de mécanique de précision, également sur Orléans. Cette double compétence électronique/mécanique devrait être utile afin, entre autres, de raccourcir le temps de prototypage.

Laboratoire Ampère

Le laboratoire AMPERE, Unité Mixte de Recherche CNRS (UMR 5005), contractualisé avec 3 établissements lyonnais (l'Ecole Centrale de Lyon, l'INSA de Lyon et l'Université Claude Bernard Lyon 1) compte plus de 160 collaborateurs. Il possède une forte expérience dans le domaine du génie électrique et de l'automatique à travers notamment ses départements « Méthodes pour l'Ingénierie des Systèmes » et « Energie Electrique ». Ces domaines d'expertise, en lien avec le projet, sont les systèmes de stockage de l'énergie électrique (supercondensateurs, batteries), les convertisseurs statiques d'énergie et leur commande rapprochée ainsi que la gestion d'énergie des systèmes multisources.

ESTACA

L'ESTACA est une école d'ingénieurs privée spécialisée dans le domaine du transport (automobile, aéronautique, spatial et ferroviaire). Elle intègre un laboratoire de recherche l'ESTACA'LAB qui a pour objectif de réaliser de la recherche scientifique amont et appliquée. Ce centre comprend deux pôles de recherche : Systèmes et Énergie Embarqués pour les Transports, et un pôle Mécanique. Ce projet s'inscrit dans une thématique en émergence autour de la mobilité douce.

C Biomécanique

C.1 Les indices de performance

FTP

La FTP (Functionnel Threshold Power) représente la quantité d'énergie maximum qu'un utilisateur va pouvoir délivrer sur une heure. Celle ci varie d'environ $70W$ à $450W$ pour les meilleurs cyclistes.

VO_2Max

Le VO_2Max est défini comme la quantité d'oxygène maximale consommé par un sportif lors de son effort. Celle-ci peut être mesurée en venant effectuer la différence de l'oxygène entrant et l'oxygène sortant.

La quantité de VO_2Max est exprimée en $mL.min^{-1}$. Pour pouvoir comparer cette dernière entre différent utilisateur, il est parfois utilisé le paramètre VO_2Max_{norm} exprimé en $mL.min^{-1}.kg^{-1}$.

PMA

La PMA (Puissance Maximale Aérobie) est la puissance développé par un cycliste lorsque celui-ci absorbe un niveau de VO_2Max maximum. Il est a priori, comme en témoigne de nombreux site internet, possible de tenir cette puissance entre 3 à 8 minutes selon les entraînements.

Heart Rate (HR)

Le rythme cardiaque, il est exprimé en Hz . Celui-ci augmente avec l'effort physique et peu dépasser les $200battements/minute$. [18]

Aérobic et anaérobic

Ces deux termes scientifiques désignent différents modes de production de l'énergie. Le premier ou aérobic, désigne la puissance qu'un individu est capable de développer en utilisant de l'oxygène et des ressources énergétiques (carbohydrates) présent dans les fibres musculaires et en moindre dose dans le sang. Ainsi, ce mode de fonctionnement est un fonctionnement de longue durée car la quantité d'énergie délivrable est grande. Une fois les réserves épuisées, le corps pourra aller chercher des ressources dans les graisses.[38]

Le développement de puissance anaérobic est destinée au effort violents. La puissance utilisée n'utilise pas d'oxygène et dispose donc d'un temps de réaction beaucoup plus court que l'énergie aérobic. Cependant, cette puissance est disponible en quantité limitée seulement et l'usage intensif de cette dernière (pics d'effort violents et longs ou répétés) vide les réserves.

De plus, la production de puissance donne lieu à la production de lactate.

Lactate Threshold

Le lactate est un produit paralysant notre capacité à produire de l'énergie. Cette substance est produite comme un produit de la réaction chimique qui libère de l'énergie.

Finalement, le lactate est transformé constamment par notre corps afin de le retirer de notre sang. Un taux de lactate trop grand indique un effort élevé et au delà de nos capacités d'effort permanents.

Le taux de lactate dans le sang est exprimé en millimol par Litre ou $LT : mmol.L^{-1}$.

D Modélisation génératrice

D.1 Identification de paramètres

Le plus compliqué est de bien comprendre la correspondance et la signification de l'ensemble des paramètres que nous pouvons croiser dans les datasheets et sa voir les intégrer.

Parmi les paramètres intéressants que j'ai identifiés et mis au clair :

- ◊ la résistance statorique R_G , elle est exprimée comme la résistance entre phase. Pour un branchement en étoile, elle est divisée par deux
- ◊ K_{GT} la constante de couple à courant propre à une machine DC. Ce paramètre est couramment donné comme le rapport entre le courant par phase et le couple résultant total des 3. Cette constante est identique à K_{GB} . Le calcul des unités permet de vérifier leur homogénéité.
- ◊ K_{GM} : la constante est représentative des performances de la machine, en effet, celle-ci s'écrit comme :

$$K_{GM} = \frac{T_G}{\sqrt{P_{GJ}}} = \frac{K_{GT}}{\sqrt{R_G}}$$

. parfois donné pour l'ensemble des pertes joules

D.2 Formulation pertes générateur

L'idée est de venir simuler la génératrice, ici dans un premier temps celle que nous utiliserons pour le prototype N2 afin de décrire les équations et mieux comprendre le fonctionnement des moteurs générateurs. par la suite, un fonctionnement cumulé avec le convertisseur sera nécessaire.

Tout d'abord, ; la modélisation effectuée ici est une modélisation d'un moteur brushless de type BLDC à aimant permanent monté en surface à demi enfoncé dans le rotor pôles lisses :

Les équations de bases de la machine sont les suivantes :

Équations mécaniques

Premièrement la puissance d'entrée en génératrice est exprimée comme suit :

$$P_{Ge} = \omega_G T_G$$

$$J_G \frac{\partial \omega_G}{\partial t} = T_{Ge} - T_{Gloss} - K_{GT} I_{Gph}$$

Le détail des pertes mécaniques peut s'exprimer comme suit :

$$P_{Gloss} = P_{Giron} + P_{Gbearing} + P_{Gviscous}$$

Les trois puissance exprimée ci dessus sont des puissances de pertes pouvant être importantes nous pouvons exprimer les pertes par roulement[37] comme suit (formule SKF) [34] :

$$P_{Gbearing} = 0.5 k_{fb} F_d d_{bearing} \omega$$

Cette formule donne typiquement de pertes de l'ordre de 100mW maximum avec un rotor de 2kg, une vitesse axiale de $7rad.s^{-1}$, un coefficient de roulement de 0.1 (mauvais...) et un diamètre d'axe de 50mm.

Un autre source de perte d'énergie sont les pertes fer[29] regroupant des pertes par hystérésis et des pertes dites dynamiques : Voici la forme globale a donner a ces pertes [29, 39] :

$$P_{Giron} = C_{i1} f + C_{i2} f^2 + C_{i3} f^{1.5}$$

La méthode d'identification des paramètre reste cependant à déterminer.

Les pertes internes à la machine électriques peuvent être partiellement estimées grâce à deux constantes (k_{gp} et k_{gs}) qui ont pour unités le Nm et le $Nm.rad.s^{-1}$.

Ces deux constantes représentent l'ensemble des pertes magnétiques et de frottement.

$$P_{iron} + P_{viscous} = k_{gp} f + k_{gs} f^2$$

Ces équations nous permettent d'analyser le rendement de la machine de manière théorique.

Équations électriques

$$L \frac{\partial i_{Gph}}{\partial t} = K_{GB} \omega_G - R_G i_{Gph} - V_{charge}$$

De plus les pertes joules sont données par

$$P_{GJ} = 3R_G I_{Gph}^2$$

un phénomène constaté important dans l'évaluation des pertes est l'augmentation de la température, et ce, essentiellement au stator du à la structure de la machine. L'élévation de la machine est donné par :

$$R_G = R_G|_{T_{stator}=T_{amb}} (1 + \alpha_{copper} \Delta T)$$

La puissance électrique de sortie est ensuite exprimé par :

$$P_{Gs} = 3V_G I_{Gph} \cos(\phi_G)$$

D.3 Application du défluxage dans notre cas

Dans cette section, je vais tacher d'expliquer le rôle du defluxage et la forme de la courbe de puissance.

En effet, à tension d'alimentation constante en mode moteur, la limitation viens du courant et donc de l'échauffement du moteur du au effet joules. En effet a faible vitesse les pertes par effet joules sont majoritaire comparés au autres type de pertes.

Une fois arrivé à une tension tel que (en reprenant le modèle simplifié d'un bobinage stator) $V_{bus} = E_G + R_G I_{Gph}$, alors, il est impossible de venir augmenter la vitesse de la machine car la tension maximum est atteinte. Il faut se rappeler que la tension $E_G \propto \omega_g$. Or cette relation considère un flux constant à l'intérieur du rotor une relation plus complète :

$$E_G \propto \phi_{Gresult} \omega_g$$

Lorsque la tension atteint la limite, alors il est interessant de faire diminuer la f.e.m. de manière a pouvoir continuer à faire accélérer le moteur. Pour ce faire, il est possible de venir défluxer le moteur en venant créer un contre flux et donc diminuer E_G . Le contre flux est crée grâce à la composante i_d du courant, qui ne produit aucun couple mais produit un contre flux.

La valeur du couple électromagnétique s'exprime en fonction des composantes i_d et i_q et est le point de départ des calculs de régulation effectués et théorisés[26].

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{af} + (L_d - L_q) i_d) i_q$$

Finalement, la méthode de défluxage est une méthode qui permet d'augmenter la porté en vitesse du moteur tout en détériorant le rendement. En effet, si un pilotage avec $i_d = 0$ permet de calculer les pertes Joules avec un courant $I_{Gph} = I_q$, calcul équivalent au calcul d'une machine à courant continu, alors le calcul en régime de défluxage du courant est basique et est exprimé comme suit :

$$I_{Gph} = \sqrt{I_q^2 + I_d^2}$$

On apperçoit rapidement qu'une partie du courant qui sert à la réduction du flux crée des pertes Joules. De plus, le facteur de puissance est dégradé dans ce mode et ϕ_G diminue et donc il y a une présence de puissance réactive non désirable.

Finalement, Nous n'aurons aucun intérêt à défluxer pour augmenter la vitesse en mode générateur.

En revanche, certaines stratégies de pilotages peuvent être intéressantes qui ne se base pas sur un calquage sur le moteur MCC. Voici la présentation de certaines de ces stratégies[10] :

Contrôle $I_d = 0$

Ce mode de contrôle est équivalent à celui d'une machine a courant continu.

Contrôle à couple maximum par ampère

Cette méthode permet de développer le maximum de couple pour un courant donné ou bien un minimum de courant pour un couple donné. Ceci permet de réduire les pertes Joules cependant, les pertes fer augmentent potentiellement conduisant à une situation qui n'est pas une situation de maximum d'efficacité.

Contrôle $\phi_G = 0$

Cette méthode permet de réduire la puissance réactive produite à 0.

Ceci est utile pour venir diminuer la taille du convertisseur qui lui doit être dimensionné vis à vis de la puissance apparente.

Cette méthode permet d'augmenter le rendement également, en revanche, elle ne permet pas d'accéder à toutes les zones de fonctionnement du moteur

Contrôle à rendement max

Le principe de ce contrôle est simple à visualiser, cependant le calcul effectué pour résoudre les équations conduit à de nombreuses subtilités comme la prise en compte des harmoniques dans le modèle.

Ces subtilités limitent l'efficacité de cette méthode.

D.4 Application numérique

Exemple du MF0210A10 :

Voici les paramètres choisis : $P_u = 60W$; $\omega_u = 6.28rad.s^{-1}(60/tr.min)$; $\alpha_e = 6$; voir datasheet machine pour les paramètres génératrice.

Ceci donne $E_G = 18V$, En négligeant les pertes précédentes et en considérant $\cos(\phi_G) = 1$, le courant est alors affiché à $I_{Gph} = 1.1A$. En revanche, en venant considérer un déphasage tel que $\cos\phi_G = 0.9$ et un rendement amont de l'ordre de $\eta_G = 0.9$ alors, le courant est éventuellement plus de l'ordre de $I_{Gph} = 0.9A$.

Avoir un ordre d'idée de l'ordre de grandeur des pertes est important pour cibler les pertes que nous devons essayer de minimiser en priorité.

Ainsi, pour cette application, les pertes joules sont les suivantes : $P_{G,J} = 3 * 0.123 * 1.1^2 = 0.83W$
Les pertes par roulement sont elles exprimés tel que : $P_{g\ bearing} =$

E Supercondensateur

E.1 Les paramètres principaux

La capacité unitaire

La capacité d'une cellule est une caractéristique essentielle des supercondensateurs. Celle-ci est de plus variable en fonction de l'état de charge.

Les cellules maxwell atteigne 3400F actuellement. Cette cellule sera utilisé tout au long de ce paragraphe pour donner des ordres de grandeur

$$C_{SC} = f(SOC)$$

De plus, l'énergie stockée est donnée ci dessous, de plus, nous pouvons voir que, connaissant la tension, nous pouvons facilement remonter à l'énergie présente dans les cellules, ce qui peut, ou compléter, une estimation du courant pour une estimation par coulomb counting :

$$E_{SC} = \frac{1}{2}C_{SC}V_{SC}^2$$

L'énergie spécifique d'une cellule est ensuite très facilement définie

Les supercondensateurs stockent l'énergie sous de comme :

$$E_{spec} = \frac{E_{SC}}{M_{SC}}$$

Les supercondensateurs stockent l'énergie sous deux formes. La capacité résultante est appelé Capacité de double couche. Les deux capacités en question s'ajoutent et :

$$\frac{1}{C_{dl}} = \frac{1}{C_d} + \frac{1}{C_H}$$

La résistance série

La résistance série est un élément inévitable de la modélisation des sources de stockage d'énergie.

Sa valeur est de l'ordre du milliohm et conditionne la capacité en puissance du module. De même, la résistance conditionne l'échauffement de la cellule et est peut être responsable d'une dégradation rapide des performances du module.

Nous avons, pour la même cellule maxwell :

$$R_{SC} = 0.28m\Omega$$

Nous pouvons ici de même définir plusieurs notions de puissance. Ci dessous, la puissance de court circuit, la puissance maximale pour un matching des impédances et le « Usable Specific power » (défini par la norme IEC 62391-2)

$$P_{cc} = \frac{V_{SC}^2}{R_{SC}M_{SC}} \quad P_{spec} = \frac{V_{SC}^2}{4R_{SC}M_{SC}} \quad P_{iec} = \frac{0.12V_{SC}^2}{R_{SC}M_{SC}}$$

Extrapolation au pack

Le pack est composé de plusieurs cellules assemblées en parallèle ou en série selon les besoins. Essentiellement, ajouter des cellules en série augmente la tension, quand à ajouter des cellule en parallèle augmente la capacité en courant (ou diminue le courant par cellule pour un même courant résultant).

Nous noterons N_s le nombre de SC en série et N_p le nombre de supercondensateur en parallèle. Nous pouvons écrire $N_{SC} = N_p N_s$

Les formules utiles sont les suivantes :

$$V_{pack} = N_s V_{SC} \quad I_{pack} = N_p I_{SC}$$

Ainsi, l'énergie totale contenue dans le pack est donnée par :

$$E_{pack} = N_s N_p E_{SC} \quad C_{pack} = C_{SC} \frac{N_p}{N_s} \quad R_{pack} = \frac{N_s}{N_p} R_{SC}$$

Mesure d'état

Deux mesure d'état sont à considérer. Ces deux mesures rende compte de l'état actuel de charge et de vie du supercondensateur.

L'indicateur de charge indique quelle est l'énergie restante dans le système de stockage d'énergie à un instant précis vis à vis de la charge totale que ce dernier peut emmagasiner a ce moment précis.

$$SOC = \frac{Q(t)}{Q_{max}}$$

Nous définissons également le SOH qui représente l'énergie maximum que peut stocker une source par rapport à ce que cette même source pouvait stocker neuve.

$$SOH = \frac{Q_{max}}{Q_{new}}$$

Par définition, un système de stockage est souvent défini comme usé lorsque sont SOH atteints 0.8 soit 80% de l'énergie initiale

autodécharge

L'autodécharge des supercondensateurs est une propriété indésirable dans une majorité d'application, qui est bien plus important que sur des batteries.

Les valeurs d'autodécharge de supercondensateur sont décroissant avec le temps.

Ce paramètre eut être donnée comme une résistance ou comme une valeur de courant. Comme l'ensemble des paramètres, celui-ci varie avec la température, l'âge...

Des valeurs typiques d'autodécharge sont $I_{dch} = 18mA$ maximum après 3 jours pour maxwell, $I_{dch} = 4mA$ pour Ioxus, $I_{dch} = 6mA$ pour Skeleton

Balancing

La technique du balancing est une technique qui permet de décharger certaines cellules ciblées à l'intérieur d'un pack. Cette méthode est généralement utiliser pour égaler les tensions des différentes cellules.

Cependant, d'autre méthodes de balancing sont possibles et certains essayent de venir équilibrer les SOC ou encore plus ambitieux, la régulation des SOH de manière à optimiser la durée de vie du pack.

Cette dernière méthode nécessite d'avoir une bonne estimation de l'état de santé des différentes cellule. Ceci permet d'augmenter la durée de vie globale du pack.[33]

E.2 Les méthodes de mesure

La mesure permet de déterminer certains paramètre interne pour modélisation des supercondensateur. Plusieurs mesure ou type de mesure peuvent être détaillée.

L'impédancemétrie

L'impédancemétrie permet de venir tracer l'impédance des supercondensateur dans un plan de Nyquist. La fréquence varie, une mesure de déphasage et et tension permet de remonter à l'impédance du supercondensateur.[25]

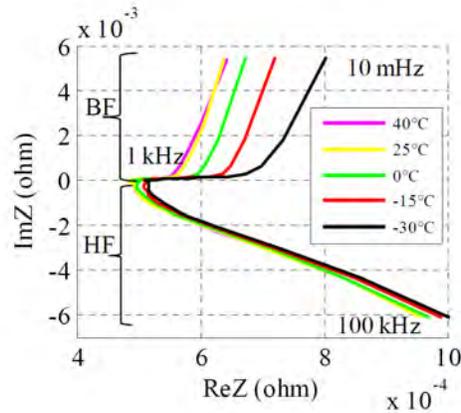


FIGURE 28: Mesure d'impédance des supercondensateurs

Nous pouvons voir un minimum d'impédance vers 1kHz Le supercondensateur dispose également d'un comportement purement résistif a cette fréquence. Lorsque la fréquence augmente, le comportement capacitif augmente avec la fréquence, ainsi que la résistance série.

Capacité et ESR

De nombreux moyens de test existent pour définir la capacité [?]

Toutes les méthodes viennent mesurer une différence de tension sur un temps donné à un courant fixe .

$$C = I_{SC} \frac{\Delta t}{\Delta V} \quad R = \frac{\Delta U_R}{I_{SC}}$$

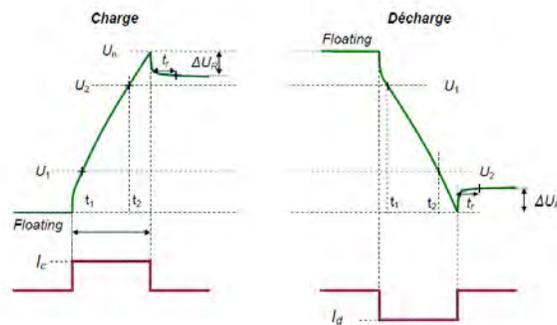


FIGURE 29: Définition des paramètres de charge et de décharge

Cette formule existe sous différente forme en spécifiant de manière précise deux points de mesure.

En effet, de nombreuses mesures successives permettent de mettre en évidence une variation de la capacité en fonction de la tension.[17]

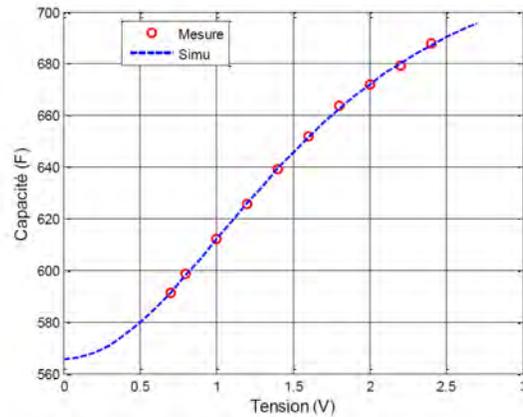


FIGURE 30: Capacité des condensateurs en fonction de la tension

Le fit de paramètre

La modélisation peut être faite par fitting temporel grâce à des calculs d'interpolation ou d'approximation avec des fonctions non linéaires

E.3 Les modèles

Les modèles des supercondensateur peuvent être variées.

Le modèle RC

Le modèle RC est le modèle le plus simple, il ne prend en compte aucun phénomène de redistribution des ions et est simplement représentatif des pertes en régime continu. Ce modèle est pratique car très simple à utiliser. De plus, c'est celui-ci que nous choisirons dans un premier temps car les phénomènes transitoires sont très courts à l'échelle de notre application et ne sont pas forcément relevant.

Les modèles poreux

Les modèles poreux tentent de modéliser l'interface ion/électrode et les pores qui les constituent. Ces modèles prennent en compte les phénomènes transitoire de déplacement des ions et font donc apparaître les constantes de temps dans la modélisation électrique. Comme pour les batteries, la modélisation consiste à insérer des blocs RC en série et/ou en parallèle afin d'affiner le modèle et sa correspondance à la réalité.

F Les DCDC

F.1 Identification des pertes

Les convertisseurs sont caractérisés par leur moyen de transférer de la puissance sans générer de pertes. Ainsi toute les pertes doivent être identifiées afin de déterminer leur rendement.

Ces pertes sont en grande partie provoquées par les semi conducteurs lors des commutations et certains éléments parasites[?]. On identifie :

Les pertes par commutation : Ces pertes sont produites lorsque le semi conducteur s'amorce à l'ouverture et à la fermeture. Elles dépendent du temps de fermeture et d'ouverture, respectivement données dans les datasheet par t_f (fall time) et t_r (rise time), de la tension entre le drain, du courant la traversant (I_d) et de la fréquence de commutation (f_{sw}).

$$P_{commutation} = \frac{1}{2} U_{ds} I_d (t_r + t_f) f_{sw}$$

Ces pertes peuvent être diminuées en mettant en place des circuits **CALC** (Circuit d'Aide à La Commutation) qui ont pour rôle d'atténuer les pics de tension et de courant lors de l'ouverture où à la fermeture.

Les pertes par conduction : Elles interviennent lorsque le semi conducteur devient passant, modélisé par une résistance sous le nom de résistance Drain to Source $R_{ds(on)}$ elle se calcule par la formule suivante :

$$P_{conduction} = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} R_{ds(on)} I_s^2(t) dt$$

$$P_{conduction} = R_{ds(on)} \cdot \left(I^2 + \frac{\Delta I^2}{12} \right)$$

avec

$I_s(t)$: Le courant de source

ΔI : Le taux d'ondulation

α : Le rapport cyclique

On note que ces pertes sont dépendent de la fréquence de commutation et du taux d'ondulation. D'autres pertes sont identifiées comme celles au niveau de l'inductance donnée par la relation suivante :

$$P_{inductance} = \frac{1}{T} \int_0^T R_l * i_s^2(t) dt$$

$$P_{inductance} = R_l * i_s^2(t)$$

avec R_l la résistance interne de l'inductance.

Dans le cas où l'inductance de lissage est grande, il est important de calculer les pertes cuivres, par hystérésis, et celle par courant de Foucault données par :

$$P_{cu} = K f^\alpha \cdot \Delta B^\beta$$

avec ΔB La valeur max de l'induction après excitation sinusoïdale avec la fréquence (en kHz), et K, β, α les coefficients du matériaux. Pour déterminer le taux d'ondulation du courant au niveau des super capacités il est important de modéliser leurs comportements afin d'en déduire les équations électriques.

Pertes sur les diodes : Les diodes conduisent sur la période $(1 - \alpha T)$

$$P_{diodes} = \frac{1}{T} \int_0^{(1-\alpha T) \cdot T} U_{d0} + R_d \cdot i_s(t) \cdot i_s(t)$$

$$P_{diodes} = (1 - \alpha) \cdot \left(\frac{\Delta I^2}{12} + R_{d0} \cdot I_s^2 + U_{d0} \cdot I_s \right)$$

Avec

R_{d0} :La résistance interne de la diode

I_s :Le courant traversant la diode

U_{d0} :La tension de seuil de la diode

F.2 Rendement DCDC Buck Boost

$$\eta = \frac{P_{in} - P_{pertes}}{P_{in}}$$

$$\eta = \frac{P_{in} - (P_{cond} + P_{com} + P_{inductance} + P_{diodes})}{P_{in}}$$

Rendement théorique en fonctionnement boost

$$V_l = \frac{L di(t)}{dt} + R_l \cdot I_s = R_l \cdot I_s$$

de $[0 \text{ à } \alpha T]$

$$V_l = R \cdot I_s$$

de $[\alpha T \text{ à } T]$

$$V_k = 0V$$

$$V_k = (1 - \alpha) \cdot V_0 =$$

$$I_l = \frac{I_0}{(1 - \alpha)} = \frac{V_0}{(1 - \alpha) \cdot R}$$

avec $I_0 = \frac{V_0}{R}$

$$V_i = R_l \cdot I_l + (1 - \alpha) \cdot V_0$$

$$V_i = \frac{V_0 \cdot R_l}{(1 - \alpha) R} + (1 - \alpha) V_0$$

$$\frac{V_i}{V_0} = \frac{R_l}{(1 - \alpha) \cdot R} + (1 - \alpha)$$

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{\frac{R_l}{(1 - \alpha) \cdot R} + (1 - \alpha)}$$

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{\frac{1}{1 - D}}{\frac{R_l}{R \cdot (1 - \alpha)^2} + 1}$$

$$G_v = \frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \cdot \eta$$

$$G_v = \frac{1}{1 - D} \cdot \frac{1}{\frac{R_l}{(1 - \alpha)^2 \cdot R} + 1}$$



LABORATOIRE AMPÈRE

UNITE MIXTE DE RECHERCHE DU CNRS - UMR 5005
Génie Electrique, Automatique, Bio-ingénierie

Mémoire doctorant 1^{ère} année 2017 -2018

Nom - Prénom	YANG Zetong
email	zetong.yang@insa-lyon.fr
Titre de la thèse	Power MOSFET condition monitoring
Directeur de thèse	Bruno ALLARD
Co- encadrants	Guy CLERC
Dpt. de rattachement	Génie Electrique
Date début des travaux	03/2017
Type de financement	Insavalor



ÉCOLE
CENTRALE LYON

INSA

INSTITUT NATIONAL
DES SCIENCES
APPLIQUÉES
LYON



Lyon 1

ABSTRACT

Despite the technology progress in the semiconductor sector the reliability of power electronics is still a weak point in an automotive electrical network. For many applications the industry still prefer using mechanical relays as power switches in spite of the better performance power MOSFETs; because the MOSFETs failure rate combining with the possible short-circuit failure mode can lead to catastrophic failure of other components. This subject is increasingly meaningful with the upcoming of autonomous driving vehicles, the failure anticipation of electronic components will be essential to ensure people's safety.

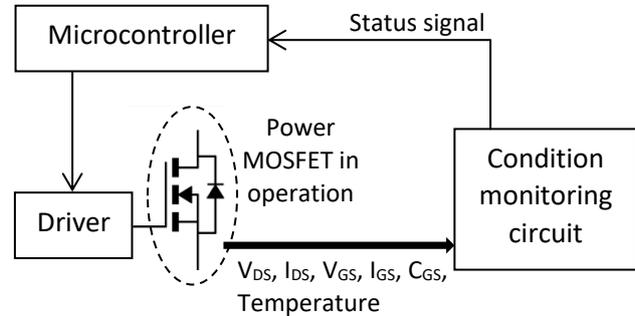


Figure 1: MOSFET monitoring circuit

Numerous studies have been done toward the objective of predicting the time to failure of power MOSFETs; generally with operation statistics data one can compute and estimate the life time of a specific device for a distinct mission profile. Despite precise modeling of the mean time to failure this technique still suffer from accuracy issues for the reason that in real world applications power components are subject to diverse strains. To reach better precision, we propose to monitor the power MOSFET in operation and compute the remaining lifespan based on real time data sensed on the MOSFET.

The objective is to create a device combining the power MOSFET and its conditioning monitoring circuit, the chip will sense multiple thermo sensitive electrical parameters (TSEP) and send the data to the microcontroller to inform the user of a possible predicted failure. The thesis starts by identifying the possible failure mechanisms, proceeding by the development of models based on the TSEPs, or the use existing models, to find degradation signatures, and finally a study of a possible integrated condition monitoring circuit will be done.

Contents

Abstract	1
I- Introduction	3
A- Context.....	3
B- Roadmap.....	4
C- Device description	5
II- State of the art.....	6
A- Aging failure mechanisms	6
1. Dielectric breakdown	6
2. Bias temperature instability (BTI).....	8
3. Hot carrier injection (HCI).....	9
4. Corrosion	10
5. Electromigration.....	11
6. Metal fatigue.....	12
B- Temperature sensitive electrical parameters.....	14
1. Drain to source ON resistance (R_{DSon}).....	14
2. Gate leakage current.....	15
3. Drain leakage current.....	16
4. Threshold voltage	17
5. Relation to failure mechanisms.....	17
III- Experiments	18
A- Intermittent Operational Life (IOL).....	18
B- Inductive Load (IL).....	19
IV- Conclusion.....	20
References	21



ÉCOLE
CENTRALE LYON

INSA

INSTITUT NATIONAL
DES SCIENCES
APPLIQUÉES
LYON



Lyon 1

I- INTRODUCTION

Today most automotive electrical networks are still protected by fuses, and power switches are ensured by electro-mechanical relays; for cost and performances reasons automotive companies are considering replacing them with semiconductor devices instead. Power MOSFET is an excellent candidate for this type of applications, but it has one critical flaw: the possible short circuit failure mode which could damage other components, discharge the car's battery or even put a fire.

Additionally the emergences of autonomous driving vehicles require increasing safety level, the standard ISO26262 impose a fail-safe rule for the electric board: the essential function of the vehicle have to be operational even in the case of components failure. A simple but robust solution could be to double the electronic circuitry, this way the backup circuitry will operate in the case the primary one fails. Still this solution is not reasonable from the cost point of view, leading the industry to direct the effort to develop lifetime prediction technologies.

A- Context

Various methods are available to predict the lifespan of MOSFETs, some of them are: lifetime computation based on statistic data and stress environment, measurement of the characteristics variation of MOSFETs, or building specialized sensors inside the MOSFET. This thesis will focus on the detection and analyze of MOSFETs parameters. Each of them has their own advantages and inconveniences, but compared to the statistic method the measurement can be carried real-time on the device greatly enhance the precision of the Remaining Useful Life (RUL).

Several researches successfully predict the Remaining Useful Life (RUL) of power devices through their electrical parameters evolution analysis, but it is generally restraint to one failure mechanisms on a particular laboratory condition. Real-time monitoring on a field device involves much more constraints such as electrical noises and temperature variation. One other challenge is the repeatability and the reliability of measurements carried during the operation of the MOSFET.

The final objective is to create a device combining the power MOSFET and its conditioning monitoring circuit, the chip will sense multiple thermo sensitive electrical parameters (TSEP) and send the data to the microcontroller to inform the user of a possible predicted failure. The study will be done on a newly developed technology for automotive applications.



ÉCOLE

CENTRALE LYON

INSA

INSTITUT NATIONAL
DES SCIENCES
APPLIQUÉES
LYON

Lyon 1

B- Roadmap

	2017						2018						2019					
	3	5	7	9	11	1	3	5	7	9	11	1	3	5	7	9	11	1
I- Aging model																		
Failures mechanisms + acceleration factors	■	■																
Temperature sensitive electrical parameters		■	■															
Small sample test			■	■	■	■	■	■	■	■	■							
Parameter shift models										■	■							
II- Test, validation and qualification of indicators																		
Failure analysis										■	■	■	■					
Signature of aging												■	■	■				
Large sample test													■	■	■	■	■	■
Demo board ?																	■	■
Ph.D. writing																	■	■

Table 1: Current roadmap

The thesis will first focus on the understanding of the possible failure mechanism, characterizing their progression dependence from various factors such as the temperature, applied voltage, or applied current. For each mechanism specific condition will be applied for accelerated testing and the evolution of each parameter will be recorded during the stress tests. The second major step is to find signatures of aging through experiments from one or multiple parameter shift, following by the models elaboration to correlate the change of parameters with the remaining useful life (RUL). Finally, if the conclusion of this method is positive, large sample tests will be carried along with prototyping of experimental real-time condition monitoring integrated circuits. Based on current progress making a demonstration device integrated to the driver is not possible, the first demonstration board can be made of external discrete components.



ÉCOLE
CENTRALE LYON



INSTITUT NATIONAL
DES SCIENCES
APPLIQUÉES
LYON



Lyon 1

C- Device description

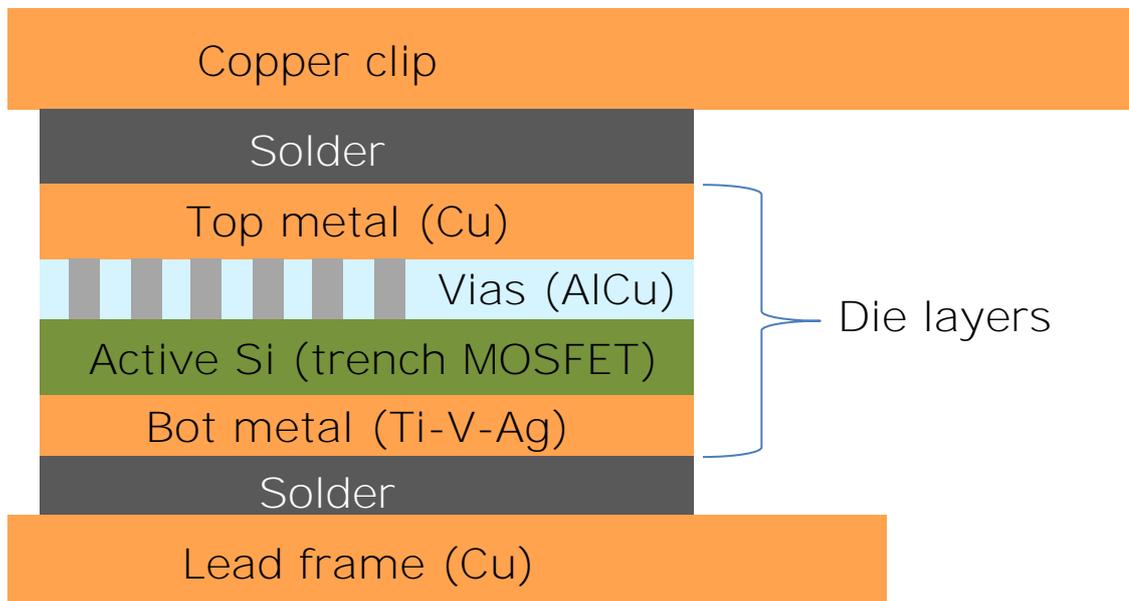


Figure 2: MOSFET simplified structure stack

The MOSFET is made in a new trench MOSFET technology. The die of the MOSFET is directly soldered on copper planes on top side instead of wires, this bonding technology is called copper clip. One major difference with wire bonding is the lower electrical and thermal resistance from the top interconnection, thanks of the thickness of the copper layer. In addition the copper clip does not show any degradation sign from any standard stress tests, while wire bonds can liftoff, or break. From stress tests the most degraded parts in metallization are the layers between the active Si and the copper clip: Vias, top metal and the solder.

The active part is a trench MOSFET using split gate superjunction structure (fig. 4), more details can be found in [1]. Compared to planar or the simple VDMOS topology this design has a better tradeoff $R_{\text{DS(on)}}-V_{\text{(BR)DSS}}$ and it minimizes the feedback capacitance (C_{gd}). [1]

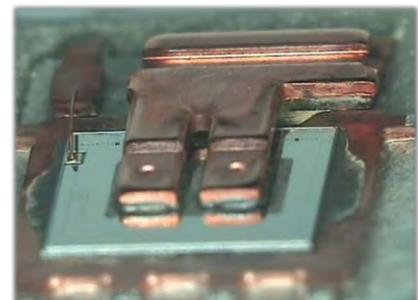


Figure 3: SFET5 standard copper clip on SS08 package

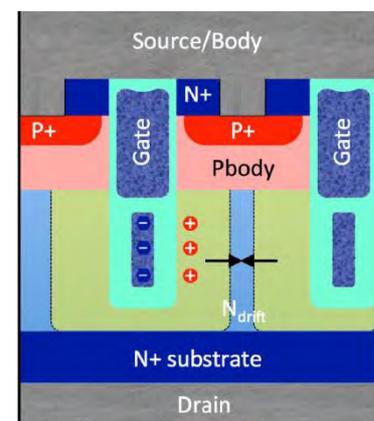


Figure 4: Split gate superjunction VDMOS cross section [1]

II- STATE OF THE ART

A- Aging failure mechanisms

The identification of the root cause of MOSFET failures is necessary to better understand the behavior of each type of failure. Some major mechanisms are described below, including the acceleration factors and time to failure (TTF) models as well.

1. Dielectric breakdown

Gate oxide breakdown is a very common failure mechanism for all MOSFETs; its effect is creating a conductive path through the oxide. The hard breakdown can be produced by using a high V_{GS} to increase the electric field across the oxide over its dielectric strength; the dielectric will then lose the insulation property, but this rarely happens during normal operation conditions. Usually the breakdown phenomenon is caused by the wear-out of the dielectric by a low electric field across the oxide, it is the time dependent dielectric breakdown (TDDB) [2].

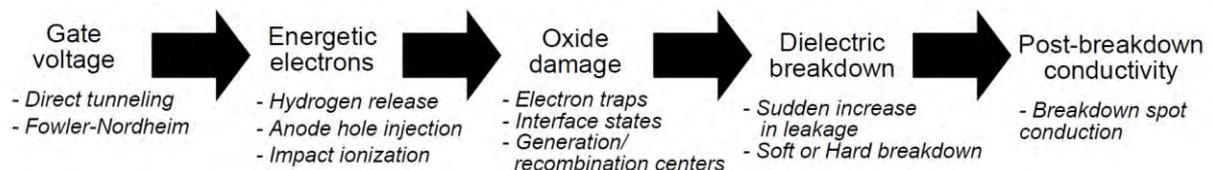


Figure 5: Dielectric breakdown process [3]

The degradation process can be separated in several steps [2] (fig. 6). Leakage current flowing through the gate oxide under positive bias causes damages inside the oxide such as defects and traps; they will decrease the dielectric strength by creating a small conduction area around them. Once the density of traps is high enough random conduction paths will be created by overlapping of these conduction areas (fig. 7).

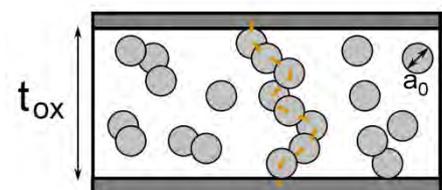


Figure 6: Percolation model [4]

After the breakdown the MOSFET can still be switchable but with severe degradation on its parameters. Possible induced results are:

- High gate leakage current from gate to bulk, to source or to drain
- Threshold voltage shift

- Increase off state drain to source leakage (Gate Induced Drain Leakage)

In general, threshold voltage degradation leads to higher $R_{ds(on)}$ for the same gate to source voltage (V_{GS}), which in his turn causes more heating inside the die, thus possibly accelerate other degradation mechanisms.

The most commonly used model for the time to failure probability of the TDDB mechanism is the Weibull distribution, thanks to the good fitness of the experimental data with the Weibull distribution [2] (fig. 8).

The Weibull probability density is:

$$P(t) = \frac{\beta}{\mu} \left(\frac{t}{\mu}\right)^{\beta-1} \exp\left[-\left(\frac{t}{\mu}\right)^\beta\right]$$

The cumulative failure probability is:

$$F(t) = 1 - \exp\left[-\left(\frac{t}{\mu}\right)^\beta\right]$$

β = Weibull slope, μ = modal value at 63.2% of the lifetime, and t = stress time.

The plot of $\ln(t)$ is linear in the Weibull scale (fig. 8): $\ln[-\ln[1 - F(t)]] = \beta \ln(t) - \beta \ln(\mu)$

The gate to source leakage current is usually used for oxide breakdown monitoring as the source is connected to the bulk. However, the behavior of the leakage current next to the breakdown event is different for thin oxide (under 5nm) and thick oxide [2]. In the thin oxide case soft breakdown is observed, the signature is gradual small increase in the leakage current (fig. 10 (b)), then followed the hard breakdown causing a huge increase in leakage current. For thick oxide, the current can decay before the hard breakdown because of the charge trapping conduction mechanism (fig. 10 (a)): the leakage current from trap assisted tunneling is decreasing because of charge filling in the oxide traps [2].

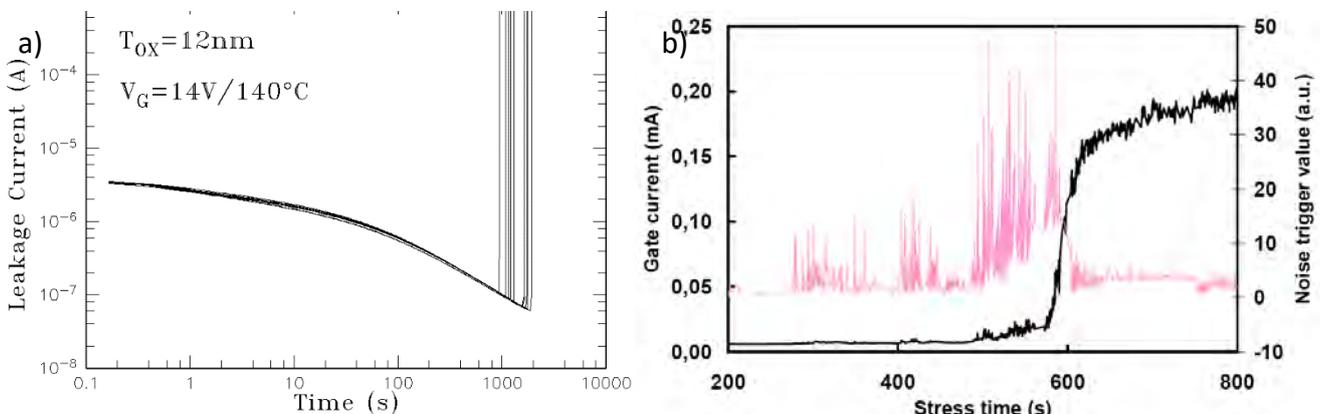


Figure 8: Gate leakage current for thick oxide (a) and thin oxide (b) [2]

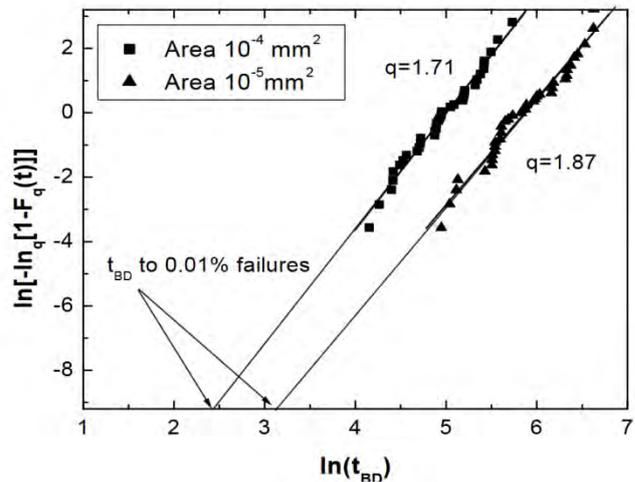


Figure 7: t_{BD} distribution in Weibull scale [2]

2. Bias temperature instability (BTI)

The bias temperature instability (BTI) happens when the gate is biased [5], the phenomenon can be distinguished in Negative BTI (NBTI) for the negative biasing causing positive V_{th} shift and Positive BTI (PBTI) for the positive biasing causing negative V_{th} shift. The main effect is the threshold voltage (V_{th}) alteration but other parameters such as channel mobility and transconductance are affected as well [5], and the specificity of BTI is that all parameter variations are subject to partial recovery. Thus, BTI is not really a failure mechanism because it does not cause any dysfunction; however, performances can be altered outside of specifications.

Many models try to explain the BTI behaviour still there is no consensus about its origin [5]. One of the earliest explanation is the reaction-diffusion model based on the Si-H bonds dissociation at the oxide interface [27] (fig. 12). Under stress the hydrogen atoms are liberated (fig. 12 (b)) and depopulate the interface (fig. 12 (c)) modifying interface charges. Yet this model has the flaw of not able to accurately predict the recovery phenomenon and cannot explain some other properties. The recent advances are based on charge trapping/detrapping in oxide defects and generation of interface states [6] (fig. 11).

The main observed effect is the shift of the threshold voltage causing by the change of capacitance of the oxide layer. Figure 13 illustrates the NBTI effect in the oxide capacitance causing by different bias stresses. Grasser and Kaczer [7] proposed a model for oxide under constant voltage stress:

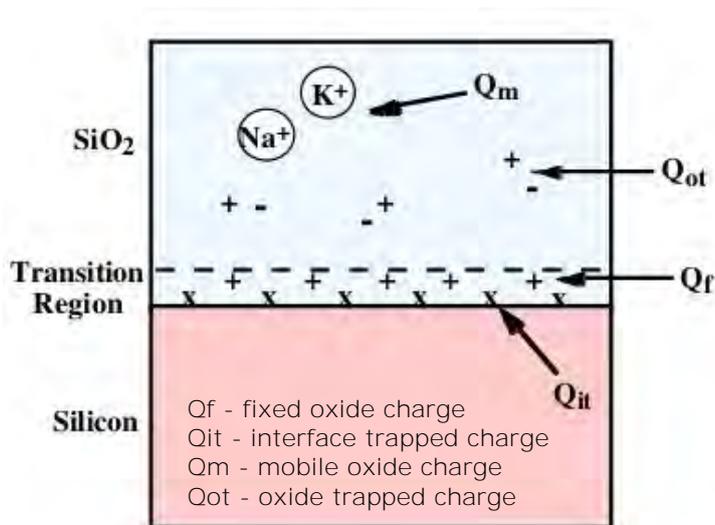


Figure 9: Oxide charges [9]

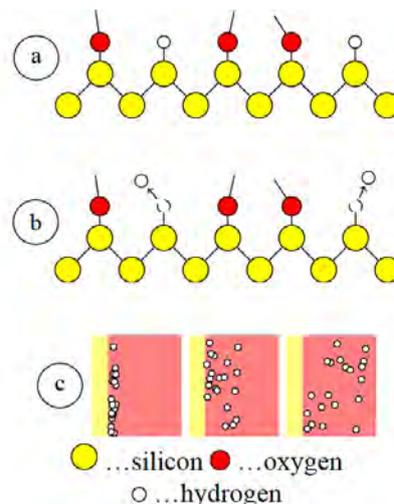


Figure 10: Reaction diffusion model for BTI [5]

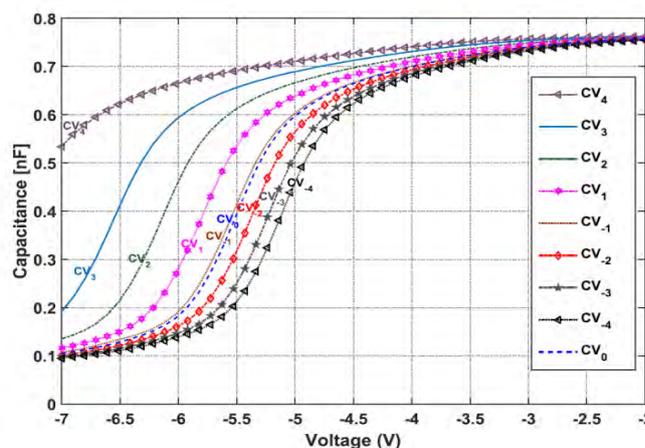


Figure 11: Capacitance shift caused by BTI [10]

$$\Delta V_{TH} \propto \overbrace{[\exp(\alpha_1 V_{GS}) t^{n_P}]}^{\text{Permanent Part}} + \overbrace{V_{GS}^{\alpha_2} (C_R + n_R \log_{10}(t))]}^{\text{Recoverable Part}} \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right)$$

With α_1 , α_2 the technology-dependent scaling factor, E_a the activation energy, t the stress time, T the temperature, and C_R , n_P , n_R , the time exponents

3. Hot carrier injection (HCI)

The hot carrier injection (HCI) refers to the phenomena on which particles with a high kinetic energy (hot carriers) are deviated from their intended trajectory and are injected into other regions of the device [7], generally the gate oxide. Inside these regions hot carriers can be trapped, cause generation of interface state or tunnel out causing leakage current and damage to the dielectric material.

Commonly four types of injection can be distinguished [28-29]: channel hot electron (CHE, fig. 14 a), drain avalanche hot carrier injection (DAHC, fig. 14 b), secondary hot electron injection (SGHE, fig. 14 c), and substrate hot electron injection (SHE, fig. 14 d).

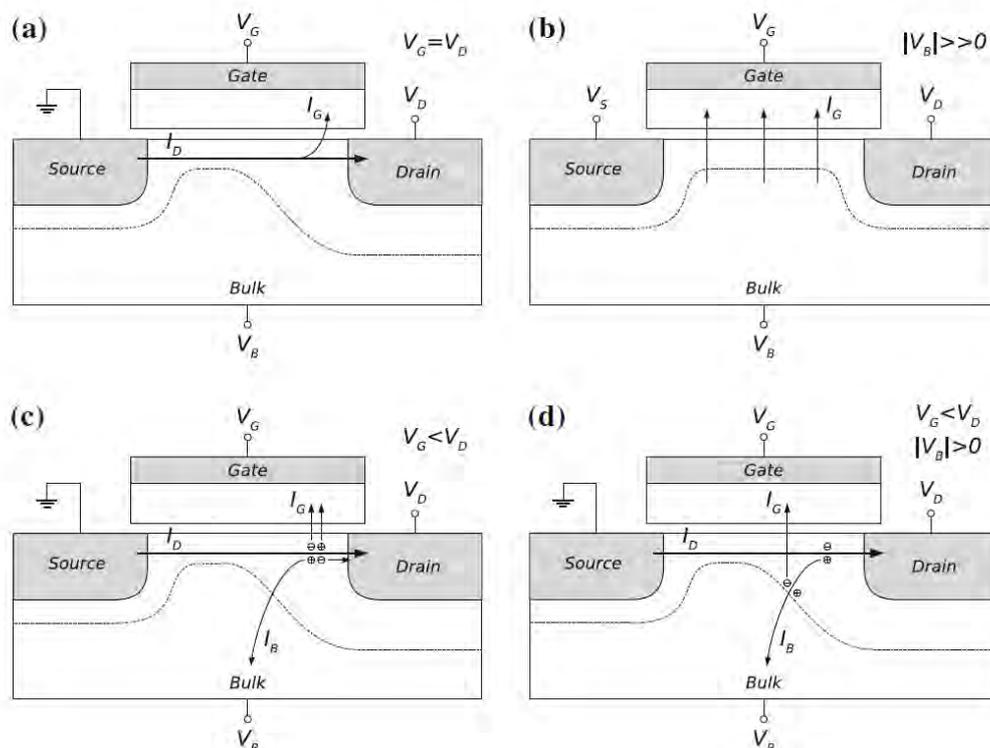


Figure 12: Four type of Hot carrier injection [7]

Effects on the MOSFETs parameters are shift of V_{TH} and transconductance g_0 (fig. 15), power model can be used for characterization [7]:

$$\Delta V_{TH} = A_{HCl} t^{n_{HCl}}$$

With n_{HCl} the time exponent

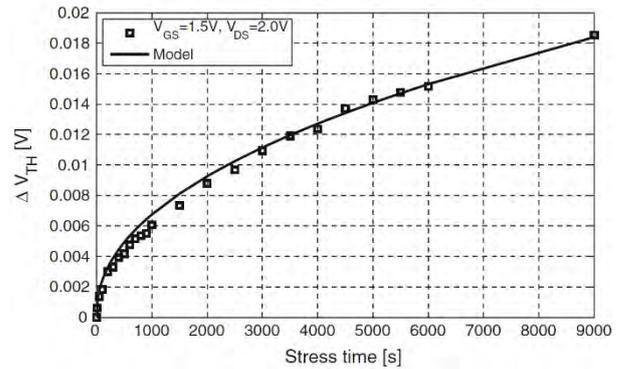


Figure 13: V_{TH} shift due to HCl [7]

4. Corrosion

Corrosion or electrochemical oxidation takes place on the metallization inside the power MOSFET, essentially two forms of corrosion can be observed: pitting corrosion and crevice corrosion. The metal conductivity will be degraded with a possibility of open circuit.

Pitting corrosion occurs on the metal surface creating pits, which can leads to holes in the metal. The origin of the process is primarily contaminants such as Chlorine which is commonly present on semiconductor devices surface [12]. First negative ions like Cl^- accelerate the breakdown of the natural metal passivation Me_xO_y , and then they migrate into the pit to prevent the formation of the metal oxide layer (Cl^- in the pit in fig. 16). In the presence of oxidizing agents, often O_2 , the corrosion takes place with the pit as anode and the surrounding surface as cathode, leading to dissolution of the metal and formation of metal hydroxide [12]:

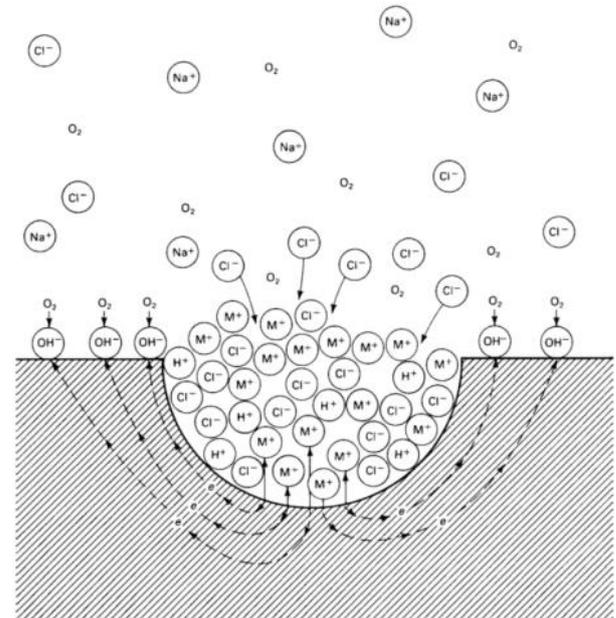
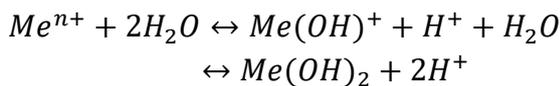


Figure 14: Pitting corrosion [11]

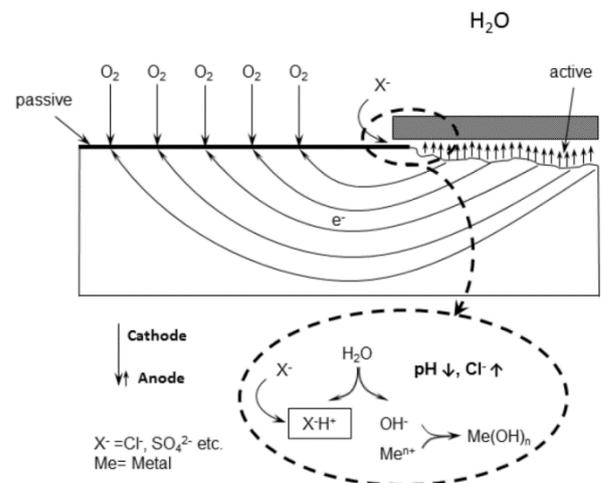


Figure 15: Crevice corrosion [12]



ÉCOLE CENTRALE LYON

INSA INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES LYON



Lyon 1

The process for the crevice corrosion is substantially the same, with the crevice the anode and the surrounding area the cathode (fig. 17).

Due to the drain to source electric field metal migration through a non-metallic medium can also occur [12]. Called electrochemical migration, it relies on two mechanisms: dendrite growth and conductive anodic filament. In presence of an electrically conductive path (water absorbed material, moistures) [12], a redox reaction occurs and metal ions can migrate from anode to cathode to form a metallic layer (fig. 18). Surface imperfections, screw dislocations or surface roughness can create nucleation point for dendrite; as the tip has the highest current density the metal formation rate will be higher thus forming filaments by deposition of metal from this point. If the dendrites reach the other electrode short circuit can arise.

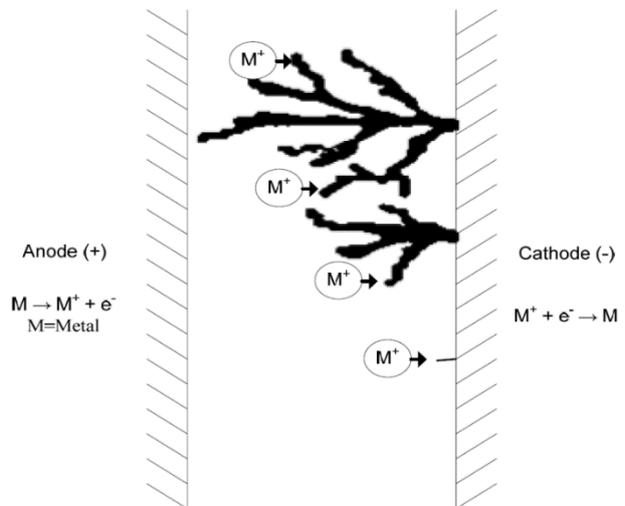


Figure 16: Dendrite formation [13]

The corrosion is affected by many factors such as temperature, relative humidity, applied voltage, and composition of contaminant. Four models extrapolating the time to failure (TTF) are commonly used; they are based on Eyring models [30].

5. Electromigration

Electromigration is “mass transport of material due to the momentum transfer between conducting electrons and diffusion metal atoms” [14]. Electromigration can take place in every metallic conductor inside the MOSFET: contacts, interconnects, and bondings. Current density strongly affects the process rate, thus deep scaled devices are more affected than power MOSFET. The latter generally has high

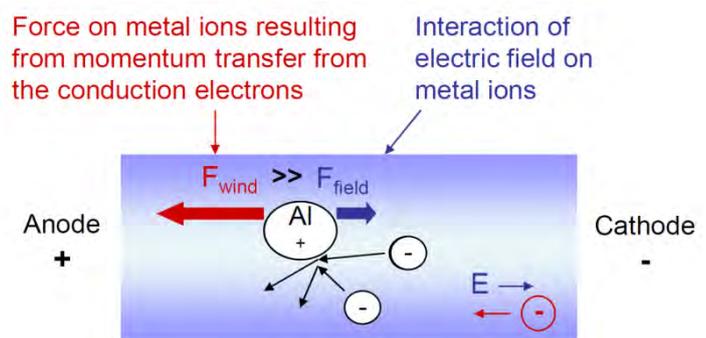


Figure 17: Electromigration [14]

metal area to decrease conduction resistivity, thus decreasing the current density in the same time. In fact electromigration is a minor phenomenon for power semiconductor in general and the SFET5 technology shows no sign of electro migration during stress tests.

End results can be void formation leading to higher metal resistance or open circuit and hillocks leading to short circuit if it touches another conduction line (fig. 20).

The Black model is generally accepted for time-to-failure (TTF) description:

$$TTF = A_0(J - J_{crit})^{-N} \exp\left(\frac{E_a}{kT}\right)$$

A_0 = arbitrary scale factor, J =average current density, J_{crit} = threshold current density, N = current density exponent, E_a = activation energy, k = Boltzmann's constant, T = temperature

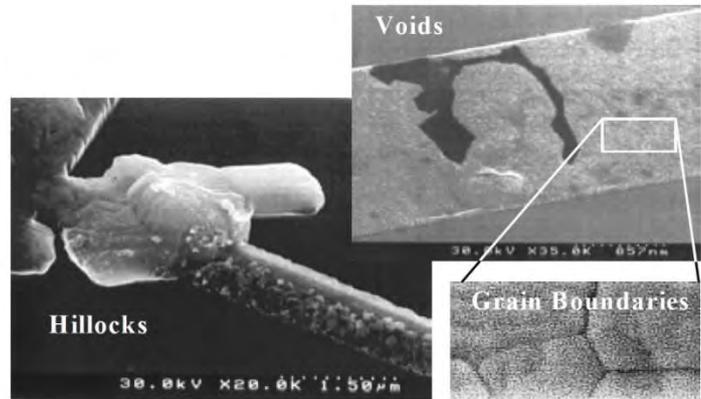


Figure 18: Electromigration consequences [15]

6. Metal fatigue

Silicon is considered a mature technology and in general, it is less prone to degradation compared to Silicon Carbide (SiC) or Silicon Germanium (SiGe) technologies. For modern power MOSFET, the metallization layers are more often deteriorated than the semiconductor. This category regroups mechanisms related to degradation provoked by thermal expansion, mostly due to coefficient of thermal expansion (CTE) mismatch between metals and other materials. Subsequent phenomena such as stress migration, intermetallic growth, or metallization reconstruction can occur.

The usual effect of these phenomena is decrease in conductivity of the affected region, leading to global increase of $R_{ds(on)}$. Following consequences can be open circuit, caused by debonding for example, or short circuit in case of metal melting as result of increasing dissipated power.

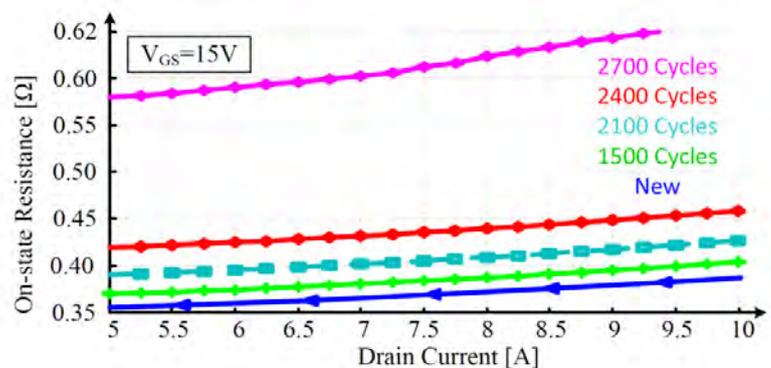


Figure 19: $R_{ds(on)}$ shift due to thermal cycle stress [16]

Stress migration is movement of metal atoms under the influence of mechanical stress gradients [17], causing voids in metal leads, resulting in resistance increase or open circuit. Inside the MOSFET the stress is generally generated by thermal expansion, in this case it is called thermo-mechanical stress migration. The time to failure (TTF) can be modeled with power law and Arrhenius

[33]: $TTF = A_0(T_0 - T)^{-N} \exp\left(\frac{E_a}{kT}\right)$ With A_0 = scale factor, T_0 = stress-free temperature for metal, N = stress exponent, E_a = activation energy, k = Boltzmann's constant, T = temperature

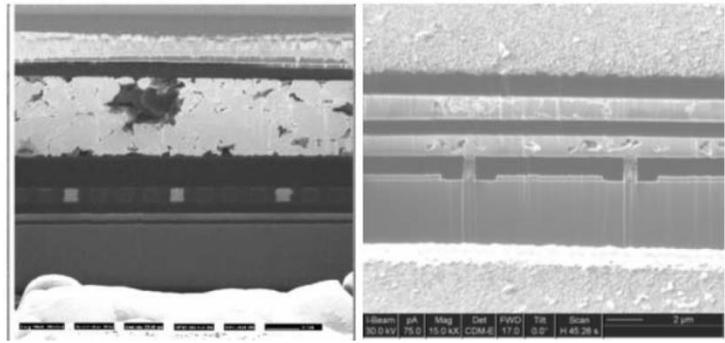


Figure 20: Thermo-mechanical stress migration [17]

Intermetallic compound (ILC) growth is the formation of intermetallic alloy at contact interfaces, mostly solder/metal (fig. 23). Generally the compound has higher electrical resistivity and poor mechanical properties (brittle) which can lead to fracture. High temperature thermal cyclings and thermal shock are the origin of the phenomenon.

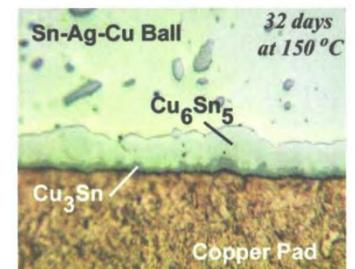


Figure 21: Intermetallic compound [18]

Surface reconstruction can be observed in power MOSFET with aluminum metallization. The origin is the mismatch of the coefficient of thermal expansion between metal and Si; periodical compressive and tensile stress exceeding the elastic limit of the material leading to extrusion of grains [19] (fig. 24).

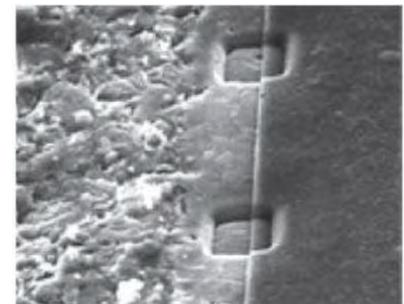


Figure 22: Metallization reconstruction [19]

Thermal expansion stress can generate permanent damage at each cycle of thermal cycling or temperature shock. The damage accumulation can induce breakdown phenomena: dielectric/thin-film cracking, lifted bonds, fractured/broken bond wires, solder fatigue, racked die or molding compound, delaminated die, and lifted die.

The number of cycles to failure (N_f) is often described by Modified Coffin-Manson model [33]: $N_f = C_0 * (\Delta T - \Delta T_0)^{-q}$

With C_0 = material constant, ΔT = temperature cycle range for the device, ΔT_0 = portion of the temperature range in the elastic region, q = empirical constant [19]



Figure 23: Wire cracking [19]

B- Temperature sensitive electrical parameters

The idea to estimate the Remaining Useful Life (RUL) is to sense the MOSFETs parameters to compute the degradation progress, however these parameters do not only change with aging but they also depend on working conditions, especially the temperature. This section will try to link each parameter with their temperature dependence.

1. Drain to source ON resistance ($R_{DS(on)}$)

From the drain pin to source pin the ON state resistance can be divided into the metallization part and the silicon part.

$R_{m,top}$ includes resistance of the copper clip, solder, top metal, vias and contacts; $R_{m,bot}$ includes resistances from contacts, bot metal, solder and lead frame.

For each metal, the resistivity can model by using a local linear approximation:

$$\rho(T) = \rho_0[1 + \alpha(T - T_0)]$$

ρ = resistivity, ρ_0 = the reference resistivity at the reference temperature T_0 , α = constant

The active silicon resistance is itself divided in many parts (figure 28). Figure 28 shows power MOSFET Rds on temperature behaviour.

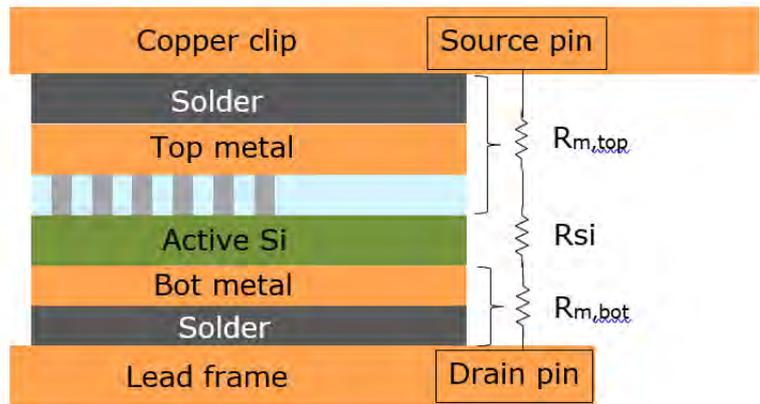


Figure 24: Metallization resistances

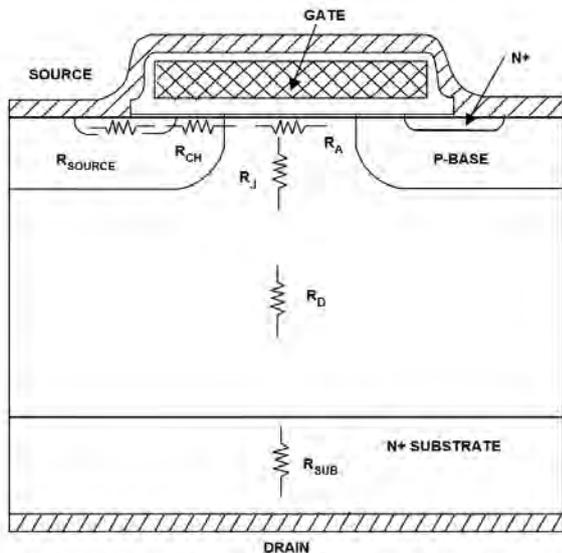


Figure 26: Rds on components [20]

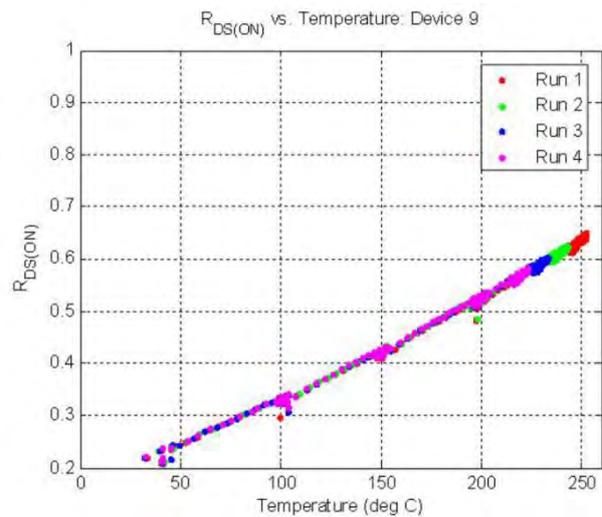


Figure 25: Rds on temperature evolution [21]



ÉCOLE CENTRALE LYON

INSA INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES LYON



Lyon 1

The typical behaviour of the $R_{ds\ on}$ parameter in stress tests is shown on figure 29:

1 - A slow increase of $R_{ds\ on}$ during the first part of the stress test can occur (but does not always occur)

2 - Steady increase of the $R_{ds\ on}$ next to the failure event

3 - Sudden increase of $R_{ds\ on}$ at the failure, the MOSFET can stay uncontrollable in ON or OFF state.

Since the magnitude order of the variation of $R_{ds\ on}$ caused by aging is some percent, the resistance measurement precision is critical here.

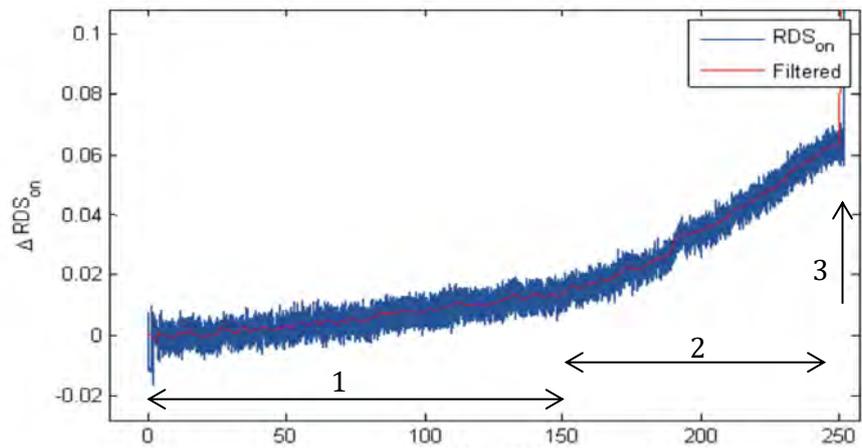


Figure 27: Typical $R_{ds\ on}$ shift due to aging [22]

2. Gate leakage current

Static currents still flow through the gate oxide despite its insulation property. Several conduction mechanisms can be involved, some of them are: Fowler-Nordheim tunneling, direct tunneling, Schottky emission, Poole-Frenkel conduction, hopping conduction, and even hot carrier injection [2][37]. The leakage depends also on the thickness of the oxide; since Power MOSFETs usually have thick gate oxide (higher than 10nm) the dominant mechanisms are trap assisted ones (Pool-Frenkel, hopping...).

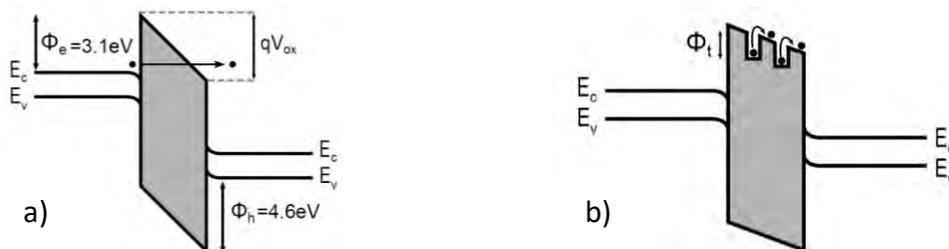


Figure 28: Fowler-Nordheim tunneling (a) and Pool-Frenkel conduction (b) [2]

Fowler-Nordheim tunneling happens when the applied electric field is large enough so that the electron can penetrate through the triangle barrier [37] (fig. 30 (a)):

$$J_{FN} = C * E_{ox}^2 * \exp\left(-\frac{D}{E_{ox}}\right)$$

J_{FN} = current density, E_{ox} = electric field, C and D = constant depending on the electron rest mass, on the electron effective mass, and on the injecting electrode barrier height.

Poole-Frenkel emission occurs when the thermal excitation of electrons is high enough to emit electrons from traps inside the insulator to the conduction band [37] (fig. 30 (b)):

$$J_{PF} = C * E_{ox} * \exp\left(-\frac{q\phi_t}{kT}\right) * \exp\left(\frac{\beta_{FP}\sqrt{E_{ox}}}{kT}\right)$$

C = constant proportional to defect density, β_{FP} = Pool-Frenkel factor, ϕ_t = trap barrier height, E_{ox} = electric field, J_{PF} = current density, k = Boltzmann's constant, T = temperature

3. Drain leakage current

Drain leakage on MOSFET has essentially four components [23] (fig. 31):

- The source current (I_{src}) is the MOSFET intrinsic subthreshold current in the channel
- The gate leakage current (I_{Gate}) is the tunneling current through the gate oxide
- The gate induced drain leakage (I_{GIDL}) is a electrons and holes band-to-band tunneling current from drain to bulk caused by the deep depletion region under the gate in the case of high drain to gate voltage (V_{dg}) (fig. 32), and/or band-defect-band tunneling
- Junction leakage (I_{Jct}) is the diode leakage current in reverse bias, it can be divided into four sub current components [38]: diffusion, generation, avalanche and Zener tunnel

The main leakage component I_{src} can be modeled using a simplified equation:

$$I = A T e^{-\frac{n}{2\phi_T}} \left(e^{\frac{V_{DS}}{\phi_T}} - 1 \right), \text{ with } n \text{ and } A \text{ constants, } \phi_T = \frac{kT}{q}, V_{DS} = \text{drain to source voltage, } I = \text{current, } k = \text{Boltzmann's constant, } T = \text{temperature}$$

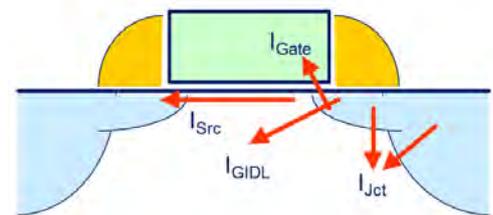


Figure 29: Drain to source leakage components [23]

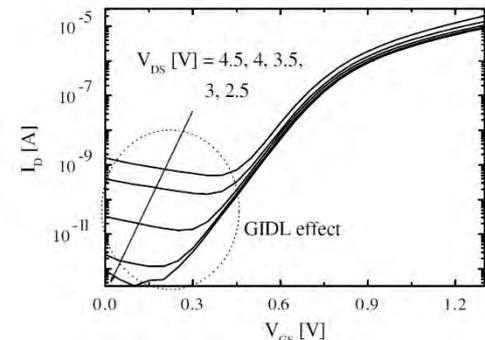


Figure 30: Gate induced leakage current [24]

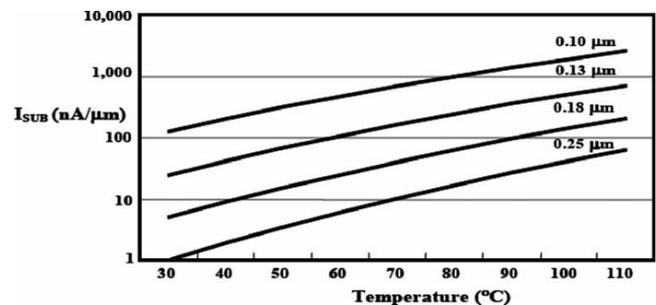


Figure 31: Drain to source leakage current vs temperature [25]

4. Threshold voltage

In the ideal MOS structure the threshold voltage (V_{TH}) is defined as:

$$V_{TH} = V_{FB} + t_{ox} \sqrt{\frac{4\varepsilon_s q N_a \Phi_F}{\varepsilon_{ox}}} + 2\Phi_F$$

V_{FB} = flat-band voltage, t_{ox} = oxide thickness, ε_s = silicon permittivity, ε_{ox} = oxide permittivity, N_a = doping, Φ_F = fermi potential

In the case of NMOS with poly-gate, the temperature derivative can be written as [40]:

$$\frac{\partial V_{TH}}{\partial T} = \frac{\Phi_{MS}}{T} + 2 \frac{\Phi_F}{T} t_{ox} \frac{\sqrt{\varepsilon_s q N_a}}{\varepsilon_{ox} \sqrt{\Phi_F}} * \frac{\partial \Phi_F}{\partial T} - 6 \frac{k}{q} - 2 \frac{E_{g0}}{qT}$$

Φ_{MS} = metal-semiconductor difference work function, k = Boltzmann's constant T = temperature, $E_{g0} = 1.21\text{eV}$

The temperature dependence is usually modeled by the linear approximation:

$$V_{TH}(T) = V_{TH0} + \alpha(T - T_0)$$

In concrete situations, the threshold voltage is usually defined as the voltage on which the drain current reaches a certain level (13 μA and 130 μA in fig. 35).

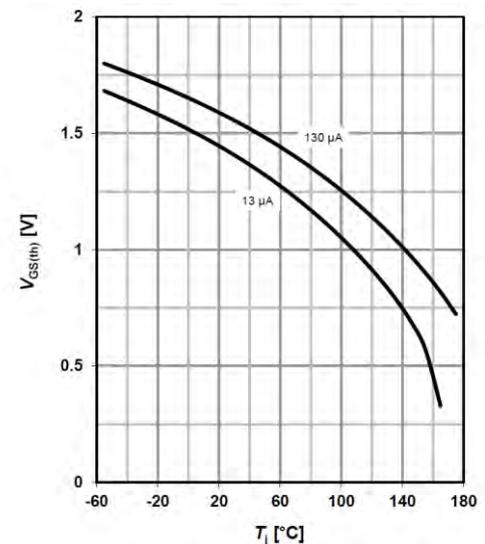


Figure 32: threshold voltage vs temperature [26]

5. Relation to failure mechanisms

Other parameters of the MOSFET could be affected by aging as well, but there is a lack of data regarding many parameters, measurements from tests are needed.

Relation to aging failure mechanisms is showed in tab. 1 below. The table is an assumption based on the available document, further verification with experimental data is needed.

Phase	Parameter	Aging mechanism
OFF	Drain to Source Leakage current	Oxide breakdown, BTI, HCI
	Gate to drain leakage current	Oxide breakdown
	Drain to source breakdown voltage	
	Reverse diode voltage	

ON	Rdson	Oxide breakdown, HCI, BTI,
		Corrosion, electro migration, Metal fatigue
	Gate to Source leakage current	Oxide breakdown
Transient	Threshold voltage	Oxide breakdown, BTI, HCI
	Cgs(Vgs)	BTI
	Cgd(Vd)	
	Transconductance	Oxide breakdown, BTI, HCI
	Vgs Plateau voltage at fixed load	
	Vds transition timings at fixed load	

Table 2: Parameters relation to failure mechanisms

III- EXPERIMENTS

A- Intermittent Operational Life (IOL)

The specification of the IOL test is defined in the JEDEC document [33]. In short, the test stress the MOSFET in On state (current stress in this case, figure 33) until the desired high temperature is reached, then the MOSFET is cooled down to the desired low temperature until the next cycle (figure 34). The temperature cycle will trigger various failure mechanisms; the most expected one is the metal fatigue. The whole test system connects the MOSFET with the stress electronic and measurement instruments at the same time, allowing an automatic stress-characterization cycles (figure 35).

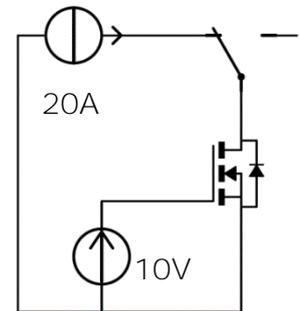


Figure 33: IOL test schematic

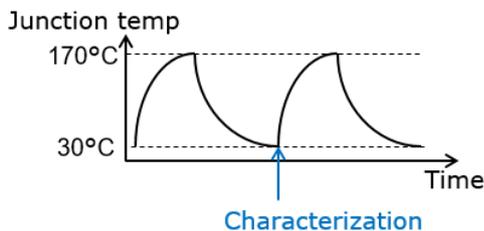


Figure 34: IOL test cycle

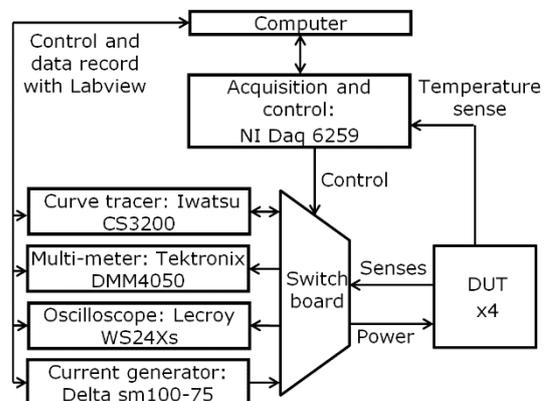


Figure 35: IOL test bench schematic



ÉCOLE
CENTRALE LYON



INSTITUT NATIONAL
DES SCIENCES
APPLIQUÉES
LYON



Lyon 1

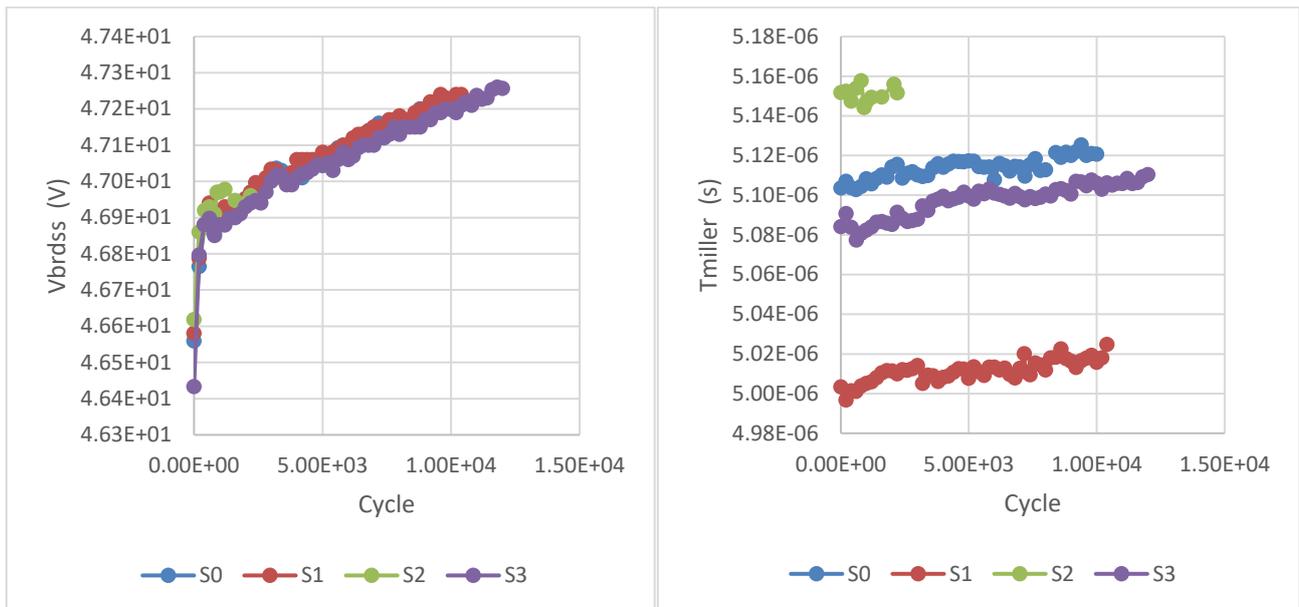


Figure 36: IOL test result samples

Some parameters display a very good linear grow (figure 36) but no sample has failed yet so no conclusion can be drawn.

B- Inductive Load (IL)

The inductive load test circuit schematic is shown in figure 36: turning the MOSFET On will charge energy inside the inductor, by fast switching off the MOSFET the energy will be dissipated inside the MOSFET in a very short period (near micro seconds). Compared to the standard IL test, this custom test is performed with a Zener diode connected between the gate and the drain (the Zener diode have a lower breakdown voltage than the drain to source breakdown voltage of the MOSFET). This diode will turn On the MOSFET during this short period of energy discharge, preventing the breakdown of the MOSFET junction.

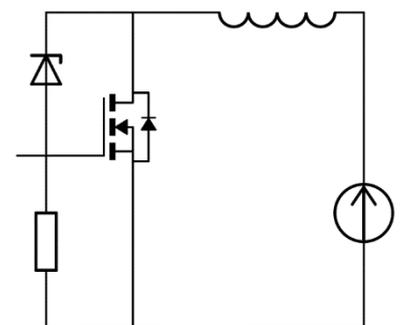


Figure 37: IL test simplified schematic

The IL test is ongoing and results are not available yet.

IV- CONCLUSION

The subject of the thesis is failure prediction based on monitoring of the MOSFETs parameters; it is conducted on a new automotive MOSFET technology (OptiMOS, Infineon technologies).

The first step is to identify signatures of aging based on parameter variations caused by different wear-out process. Thus a detail documentation phase has been conducted on MOSFETs failure mechanisms. For each of them, the effect on MOSFET's properties and the factors for accelerated testing have been described. Still the MOSFET's characteristics shift does not only come from aging but it can be caused by temperature variation as well, thus the temperature models are needed. From literatures, a list of the most interesting parameters for monitoring has been established, and their temperature dependence has been characterized. However one parameter shift can originate from multiple failure mechanisms, therefore precise models adapted to the technology are required. A table linking parameters and the failure phenomena has been drawn up, however it is incomplete due to the lack of data, so for now more data from tests are needed for the theory confirmation.

The second phase has started with the test bench setup and two set of stress tests: intermittent operation life (IOL) and inductive load (IL). Some early results are available, although no sample has failed yet. On this phase, several difficulties have delayed the progress on laboratory experiments; the major one is definitely the socket contacting the MOSFET to the circuit: the environment of the DUT always fail before the DUT, which considerably complicates the test. A solution has been found; nevertheless, the experiment is ongoing with less current intensity leading to a longer test period. After this step, there will be a large phase of failure analysis and electric model elaboration for the upcoming two years.

Moreover, customized MOSFETs with integrated sensors has been designed in prevision for the aging monitoring techniques, they can be used as demonstrators or as samples in stress tests for more accurate data on the die.



ÉCOLE

CENTRALE LYON

INSAINSTITUT NATIONAL
DES SCIENCES
APPLIQUÉES
LYON

Lyon 1

REFERENCES

- [1] Richard K. Williams, Mohamed N. Darwish, Richard A. Blanchard, Ralf Siemieniec, Phil Rutter, and Yusuke Kawaguchi, "The Trench Power MOSFET: Part I—History, Technology, and Prospects", 2017
- [2] Matthieu Deloge, "Analysis of ultrathin gate-oxide breakdown mechanisms and applications to antifuse memories fabricated in advanced CMOS processes", 2011
- [3] J. Stathis, "Physical and predictive models of ultrathin oxide reliability in CMOS devices and circuits," Device and Materials Reliability, IEEE Transactions on, vol. 1, no. 1, pp. 43–59, Mar. 2001.
- [4] R. Degraeve, G. Groeseneken, R. Bellens, M. Depas, and H. E. Maes, "A consistent model for the thickness dependence of intrinsic breakdown in ultrathin oxides," Electron Devices Meeting, 1995, International, pp. 863–866, Dec 1995.
- [5] FRANZ SCHANOVSKY, "Atomistic Modeling in the Context of the Bias Temperature Instability", 2013
- [6] T. Grasser, B. Kaczer, W. Goes, H. Reisinger, Th. Aichinger, Ph. Hehenberger, P.-J. Wagner, F. Schanovsky, J. Franco, Ph. Roussel, and M. Nelhiebel, "Recent Advances in Understanding the Bias Temperature Instability", 2009
- [7] Maricau E, Gielen G, "Analog IC Reliability in Nanometer CMOS", 2013
- [8] E. G. Liniger, S. A. Cohen, G. Bonilla, "Low-field TDDB reliability data to enable accurate lifetime predictions", 2014
- [9] Bhargav Veepuri, "thermal oxidation", 2013
- [10] Dominguez-Pumar, Chenna Reddy Bheesayagari, Sergi Gorreta, Gema Lopez Rodriguez, Isidro Martin, Elena Blokhina, and Joan Pons-Nin, Charge Trapping Control in MOS Capacitors, 2016
- [11] Frankel, G.S., Pitting Corrosion, 2013.
- [12] Silvia Larisegger, Herbert Danninger, Herbert Hutter, "Corrosion Phenomena and Corrosion Prevention of Copper Electrodes in Semiconductor Devices", 2015
- [13] Wayne Lawson, "THE EFFECTS OF DESIGN AND ENVIRONMENTAL FACTORS ON THE RELIABILITY OF ELECTRONIC PRODUCTS", 2007
- [14] Jens Lienig, "Electromigration and Its Impact on Physical Design in Future Technologies", 2013
- [15] Jens Lienig, "Interconnect and Current Density Stress – An Introduction to Electromigration-Aware Design", 2005
- [16] Serkan Dusmez, Syed Huzaif Ali, Mehrdad Heydarzadeh, Anant Kamath, Hamit Duran, and Bilal Akin, "Aging Precursor Identification and Lifetime Estimation for Thermally Aged Discrete Package Silicon Power Switches", 2016
- [17] Tobias Smorodin, Matthias Stecher, Michael Glavanovics, and Jürgen Wilde, "Power-Cycling of DMOS-Switches Triggers Thermo-Mechanical Failure Mechanisms", 2007
- [18] Patrick Roubaud, Ronald Bulwith, Swaminath Prasad, Flynn Carson, Sundar Kamath, and Alexander Garcia, "Impact of Intermetallic Growth on the Mechanical Strength of Pb-Free BGA Assemblies", 2001
- [19] Mauro Ciappa, "Selected failure mechanisms of modern power modules", 2002



ÉCOLE
CENTRALE LYON



INSTITUT NATIONAL
DES SCIENCES
APPLIQUÉES
LYON



Lyon 1

- [20] Vrej Barkhordarian, "Power MOSFET Basics", 2007
- [21] Jose R. Celaya, Abhinav Saxena, Philip Wysocki, Sankalita Saha, and Kai Goebel, "Prognostics of Power MOSFETs under Thermal Stress Accelerated Aging using Data-Driven and Model-Based Methodologies", 2011
- [22] Jose R. Celaya, Abhinav Saxena, Sankalita Saha, and Kai Goebel, "Prognostics of Power MOSFETs under Thermal Stress Accelerated Aging using Data-Driven and Model-Based Methodologies", 2011
- [23] Joachim Assenmacher, "BSIM4 Modeling and Parameter Extraction", 2003
- [24] L. Lopez , P. Masson , D. Nee, R. Bouchakour, "emperature and drain voltage dependence of gate-induced drain leakage", 2004
- [25] Fallah F, Pedram M, "Standby and active leakage current control and minimization in CMOS VLSI systems", 2005
- [26] Infineon Technologies, "IPC50N04S5L-5R5 datasheet", 2016
- [27] K. Jeppson and C. Svensson, "Negative bias stress of MOS devices at high electric fields and degradation of MNOS devices", 1977.
- [28] E. Takeda, N. Suzuki, and T. Hagiwara, "Device Performance Degradation to Hot-Carrier Injection at Energies Below the Si-SiO₂ Energy Barrier," , 1983.
- [29] Renesas electronics, "Semiconductor Reliability Handbook", 2017
- [30] Richard Blish, Noel Durrant, "Semiconductor Device Reliability Failure Models", 2000
- [31] H.L.J. Pang , K.H. Tan, X.Q. Shi, Z.P. Wang, "Microstructure and intermetallic growth effects on shear and fatigue strength of solder joints subjected to thermal cycling aging", 2001
- [32] T.A. Siewert, J.C. Madeni and S. Liu, "Formation and Growth of Intermetallics at the Interface Between Lead-free Solders and Copper Substrates", 2003
- [33] JEDEC SOLID STATE TECHNOLOGY ASSOCIATION, "Failure Mechanisms and Models for Semiconductor Devices", 2011
- [34] Xiaojun Ding, Dongliang Wang, Lu Zhang, LiHua Chen, Wenji Zhang, " Kirkendall Voids Evolution in Sn-Ag-In Solder Bumps and Its Effect on Reliability", 2016
- [35] Hongqing Zhang, Eric Perfecto, Victoria L Calero-DdelC and Frank Pompeo, "An Effective Method for Full Solder Intermetallic Compound Formation and Kirkendall Void Control in Sn-base Solder Micro-joints", 2015
- [36] James R. Schwank, Marty R. Shaneyfelt,, Daniel M. Fleetwood, James A. Felix, Paul E. Dodd, Philippe Paillet, and Véronique Ferlet-Cavrois, "Radiation Effects in MOS Oxides", 2008
- [37] Fu-Chien Chiu, "A Review on Conduction Mechanisms in Dielectric Films", 2014
- [38] Giacomo Barletta , Giuseppe Curro, "Junction leakage current degradation under high temperature reverse-bias stress induced by band-defect-band tunnelling in power VDMOS", 2004
- [39] Lyudmyla Panashchenko, "The Art of Metal Whisker Appreciation: A Practical Guide for Electronics Professionals", 2012
- [40] STMicroelectronics, "Application note 2386", 2006



ÉCOLE

CENTRALE LYON

INSA

INSTITUT NATIONAL
DES SCIENCES
APPLIQUÉES
LYON

Lyon 1