

Actes de la Journée MIS 2014

1. Marouane AIT EL FAQIR (Scorletti, Huillery)

Prédiction de la structure de contrôle des bactéries par optimisation robuste

2. Omar AMEUR (Scorletti, Massioni, Brun, Smaoui)

Commande et stabilité des systèmes commutés: Applications Fluid Power

3. Seima SHILI (Venet, Hijazi, Sari, Razik, Lin-Shi)

Contrôle des circuits d'équilibrage des systèmes de stockage d'énergie en vue d'estimer et d'améliorer leur durée de vie

4. Kévin LOUDIERE (Vollaire)

Modélisation prédictive d'une chaîne d'entraînement complète en milieu aéronautique.

5. Anne-Sophie PODLEJSKI (Vollaire, Bréard)

Conception et dimensionnement d'un convertisseur statique en environnement sévère

6. Salvador SERMENO MENA (Bideaux)

Vehicle thermal management control systems

7. Nicolas HERZIG (Moreau, Redarce)

Recherche et développement autour d'un nouveau Simulateur pour l'Apprentissage des Gestes de l'Accouchement

8. Khoa Duc NGUYEN (Bideaux, Pham)

Stability and Electrical Energy management of vehicle network including management of auxiliaries

9. Alan CHAUVIN (Bideaux, Hijazi, Sari)

Dimensionnement et gestion optimale du bus de puissance d'une mini-pelle hybride électrique

10. Martin GENDRIN (Lin Shi, Gauthier)

Electrical architecture sizing and control for a full-electric mini-excavator



Bacteria control structure prediction by robust optimization

Marouane Ait El Faqir

{Gérard Scorletti, Julien Huillery, Laboratoire Ampère}, {Vincent Fromion, Anne Goelzer, Inra}

Abstract— In this PhD Thesis we aim to develop the classical RBA framework using the advanced tools in optimization theory. First of all, we have extended the nominal RBA model into a more general and realistic one. Second, the bibliography on the robust optimization has been made, focusing on the numerical efficiency. This work was helpful to introduce and analyze the stochastic RBA framework.

1 INTRODUCTION

In order to investigate the cell composition of bacterias with respect to their medium, previous researches [14, 15] developed a predictive method by modeling the bacterium as an interconnection of subsystems whose purpose is to carry out some specific functions like the production of metabolites and proteins, the DNA duplication, etc and by investigating the resource allocation among all these subsystems. This resource allocation and in particular the sharing of proteins (i.e. the main building blocks of the cell) between these subsystems enforce new and strong constraints. This resource allocation problem was initially captured into a non-smooth convex optimization problem, which can be transformed into a linear programming problem, efficiently solved even for large scale [4, 22]. Given a specific medium, Its resolution predicts not only the distribution of metabolic fluxes and the maximal growth rate, but also the concentration of the ribosomes and the proteins involved in the metabolic network and thus the composition of the cell for different growth rates. The obtained method is called Resource Balance Analysis (RBA).

The central objectives of this thesis can be stressed in the following points:

- RBA framework extension: i) by taking more realistic model especially we will consider a more general coupling formula between the metabolic fluxes and enzyme concentrations in a metabolic network: we consider the thermodynamic and the kinetic constraints on reactions within a metabolic network [9, 8, 12, 20, 19, 11, 10]. ii) by replacing the RBA linear programming

problem with a fixed growth rate by a convex maximization problem where the growth rate is one of its decision variables, so that we can efficiently compute the optimal bacteria growth rate with respect to the medium.

- RBA modeling under uncertainty: i) by dealing with uncertainty within the RBA model under the deterministic and the stochastic point of view.
- Complexity issue: under the notorious sophistication of biological system, the adopted numerical methods must guarantee the efficient resolution of our resulting optimization problems. Algorithmic complexity is a very important issue of this thesis.

The paper is organized as follows. In section 2, the classical BRA context is introduced and some extensions are presented. Section 3 introduces our stochastic version of the RBA.

2 Deterministic RBA framework

A RBA as a systemic description of bacteria

It was shown in [14] that the bacteria can be viewed as an integrated system, which can be decomposed, during the growth phase, into some key subsystems such as: the metabolic network, the translation apparatus, the DNA replication, the RNA transcription, etc. The subsystem of our interest in this paper is the metabolic network. The study of the physical constraints which govern this subsystem allowed us to derive a more refined model within the RBA framework.

In order to describe the state of the metabolic network, the following notations are introduced:

- (i) m enzymes $\mathbb{E} \triangleq (\mathbb{E}_1, \dots, \mathbb{E}_m)$;
- (ii) m metabolic fluxes $\nu \triangleq (\nu_1, \dots, \nu_m)$;
- (iii) q internal metabolites $X \triangleq (X_1, \dots, X_q)$.

Essentially this network is composed of intermediate reactions of the form:

$$\sum X_l \rightleftharpoons \sum X_{l'}$$

catalyzed by the m enzymes leading to the m metabolic fluxes. Roughly speaking, the interactions between all these subsystems impose some structural constraints which was captured into a linear programming problem which will be presented in the next paragraph.

B RBA formulation as a linear programming problem

Under the following assumption,

Assumption 1 [14] *At the steady-state, the concentration E_j depends on the flux ν_j with the inequality:*

$$|\nu_j| \leq k_{E_j} E_j, \quad (1)$$

where k_{E_j} is the efficiency of the enzyme E_j ,

the resource allocation problem inside the bacteria is formalized as a linear programming problem: for fixed $P_G \geq 0$, $\mu \geq 0$

$$\text{find : } R_a, \nu_j, E_j$$

subject to :

$$(C_{1a}) : \mu \left(\sum_{j=1}^m C_{M_{ij}}^{M_p} (E_j) + C_{R_i}^{M_p} R_a + C_{G_i}^{M_p} P_G \right) \dots$$

$$\dots \leq \sum_{j=1}^m S_{pij} \nu_j - \nu_Y, i \in \{1, \dots, N_p\}$$

$$(C_{1b}) : - \sum_{j=1}^m S_{cij} \nu_j + \mu \bar{X}_{c_i} \leq 0, i \in \{1, \dots, N_c\}$$

$$(C_{1c}) : \mu \left(\sum_{j=1}^m C_{M_{ij}}^{M_r} (E_j) + C_{R_i}^{M_r} R_a + C_{G_i}^{M_r} P_G \right) \dots$$

$$\dots \leq - \sum_{j=1}^m S_{rij} \nu_j - \nu_Y, i \in \{1, \dots, N_r\}$$

$$(C_{1d}) : \sum_{j=1}^m S_{Iij} \nu_j = 0, i \in \{1, \dots, N_i\}$$

$$(C_2) : \mu \left(\sum_{j=1}^m C_{M_j}^R (E_j) + C_R^R R_a + C_G^R P_G \right) + \nu_Y \dots$$

$$\dots \leq k_T R_a,$$

$$(C_3) : \frac{1}{D} \left(\sum_{j=1}^m C_{M_j}^D (E_j) + C_R^D R_a + C_G^D P_G \right) \leq 1,$$

$$(C_*) : |\nu_j| \leq k_{E_j} E_j, j \in \{1, \dots, m\}$$

(2)

$C_{M_{ij}}^{M_p}, C_{R_i}^{M_p}, C_{G_i}^{M_p}, S_{pij}, \nu_Y, S_{cij}, \bar{X}_{c_i}, C_{M_{ij}}^{M_r}, C_{R_i}^{M_r}, C_{G_i}^{M_r}, S_{rij}, S_{Iij}, C_{M_j}^R, C_R^R, C_G^R, k_T, D, C_{M_j}^D, C_R^D, C_G^D, P_G, \bar{X}_{c_i}$ are the data of the above optimization problem, the definition of each term is given in [14, 15].

C RBA extension

Within the metabolic network, the catalyzed reactions are strongly governed by kinetic and thermodynamic constraints [8, 9]. An holistic understanding of their behaviors requires a mathematical model that takes into account these constraints. Consequently, we will skip the assumption (1) and propose a more realistic formula, than (1), derived from the thermodynamic-kinetic point of view of the metabolic networks.

Given a metabolic reaction of the form:

$$\underbrace{\sum_{l' \in \mathcal{I}'} m_{l'}^+ X_{l'}}_S \rightleftharpoons \underbrace{\sum_{l \in \mathcal{I}} m_{l}^- X_l}_P, \quad (3)$$

Under the metabolic flux positivity assumption we have the following upper bound:

$$\nu_j \leq k_j^+ E_j \frac{1 - \frac{\prod_{l=1}^q \bar{X}_l^{n_{lj}}}{K_{jeq}}}{1 + \prod_{l=1}^q \left(\frac{\bar{X}_l}{K_{mlj}} \right)^{-m_{lj}^+} + \prod_{l=1}^q \left(\frac{\bar{X}_l}{K_{mlj}} \right)^{n_{lj}}}, \quad (4)$$

where \mathcal{I}' denotes the set of the substrates and \mathcal{I} denotes the set of products; ν_j is the rate law (i.e metabolic flux) related to the j^{th} reaction of the metabolic pathway; E_j is the enzyme which catalyzes the j^{th} reaction; E_j is the total concentration of the enzyme E_j ; k_j^+ and k_j^- are turnover rates; \bar{X}_l concentration of l^{th} reactant X_l ; m_{lj}^+ substrate molecularities (0 otherwise); m_{lj}^- are product molecularities (0 otherwise); K_{mlj} is the *Michaelis and Menten* coefficient of the j^{th} enzyme E_j toward the l^{th} reactant X_l , K_{jeq} is the equilibrium constant of the j^{th} reaction and n_{lj} is the l^{th} reactant molecularity coefficient (equal to $-m_{lj}^+$ for substrates and m_{lj}^- for products).

Remark: We note that the extension we propose, supports a more general structure than proposed in (4). Indeed, without loss of generality we can assume that the denominator of (4) term have a posynomial form¹.

Under the enzyme reversibility assumption, it is very likely that some flux go in the opposite direction of the conventional one (substrate \rightarrow product) according to the configuration (3). In this case, the kinetic-thermodynamic constraint (4) is no longer valid. Since we can not determine a priori, in the RBA framework, the sign of feasible flux, we can not treat them case by case. Then it's relevant to overcome this difficulty in its generality. Theoretically, one flux is negative, if and only if it takes the opposite direction of the configuration (3). Which is identically equivalent to

¹A function of the form $f(x) = \sum_{k=1}^K c_k x_1^{a_{1k}} \dots x_d^{a_{dk}}$ where $c_k > 0$ for all k , $a_{ik} \in \mathbb{R}$ for all i , is called a posynomial function.

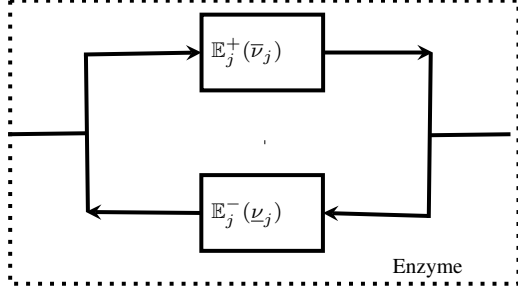


Figure 1: The new enzyme working

take the direct sens of the following configuration:

$$\underbrace{\sum_{l \in \mathcal{I}} m_{lj}^- X_l}_P \Leftrightarrow \underbrace{\sum_{l' \in \mathcal{I}'} m_{lj'}^+ X_{l'}}_S. \quad (5)$$

Under this configuration, the flux is positive. Conversely, if this flux is negative under this configuration, it becomes positive under the configuration (3). The idea is, instead of switching between signs, we keep the sign positive and we switch between the two configurations (3) and (5). Indeed, we suppose that all the pathway enzymes are built from two fictive enzymes denoted by \mathbb{E}_j^+ and \mathbb{E}_j^- . \mathbb{E}_j^+ controls the flux $\bar{\nu}_j$ with respect to the configuration (3) and \mathbb{E}_j^- controls the flux $\underline{\nu}_j$ with respect to the configuration (5) (see figure 1). The working of the two enzyme is mutually exclusive due to the fact that one metabolic flux must take only one direction at a time. The signs of $\bar{\nu}_j$ and $\underline{\nu}_j$ are opposites consequently and the total amount of enzyme concentration is equal to

$$(C_e): \quad E_j = E_j^+ + E_j^-, \quad j \in \{1, \dots, m\}. \quad (6)$$

The effective flux is therefore by construction:

$$(C_\nu): \quad \nu_j := \nu_j^+ - \nu_j^-, \quad j \in \{1, \dots, m\}, \quad (7)$$

where

$$\begin{aligned} \nu_j^+ &= \max\{0, \bar{\nu}_j\}, \\ \nu_j^- &= \max\{0, \underline{\nu}_j\}, \end{aligned} \quad (8)$$

so that for every ν_j , the fictive fluxes ν_j^+ and ν_j^- satisfy, respectively, a constraint of the form of (4), namely:

$$\begin{aligned} (C_4^+): \quad \nu_j^+ &\leq E_j^+ k_j^+ \frac{\max\{0, 1 - \frac{\prod_{l=1}^q \bar{X}_l^{n_{lj}}}{K_{jeq}}\}}{1 + \prod_{l=1}^q \left(\frac{\bar{X}_l}{K_{mlj}}\right)^{-m_{lj}^+} + \prod_{l=1}^q \left(\frac{\bar{X}_l}{K_{mlj}}\right)^{n_{lj}}}, \dots \\ \dots j &\in \{1, \dots, m\} \\ (C_4^-): \quad \nu_j^- &\leq E_j^- k_j^- \frac{\max\{0, 1 - \frac{\prod_{l=1}^q \bar{X}_l^{n'_{lj}}}{K'_{jeq}}\}}{1 + \prod_{l=1}^q \left(\frac{\bar{X}_l}{K'_{mlj}}\right)^{-m_{lj}^-} + \prod_{l=1}^q \left(\frac{\bar{X}_l}{K'_{mlj}}\right)^{n'_{lj}}}, \dots \\ \dots j &\in \{1, \dots, m\} \end{aligned} \quad (9)$$

where n'_{lj} , K'_{jeq} , K'_{mlj} are the counterpart parameters in the case of the configuration (5).

Our extension to the RBA framework is therefore represented by the following nonlinear programming problem:

$$\begin{aligned} &\max_{\mu, R_a, \mu_j^+, \mu_j^-, \nu_j^+, \nu_j^-, \bar{X}_l, E_j^-, E_j^+, E_j} \mu \\ &\text{subject to:} \\ &(C_{1a}), (C_{1b}), (C_{1c}), (C_{1d}), (C_2), (C_3), (C_4^+), \dots \\ &\dots (C_4^-), (C_\nu), (C_e). \end{aligned} \quad (10)$$

D Convexity strategy

In this subsection we will derive a convex relaxation of the nonlinear programming problem (10). The resulting problem belong to the so called mixed linear-geometric programming class which can be solved efficiently [7, 6].

Our first step toward convexity was to replace the constraint (C_*) of the problem (2) by (6), (7), (C_4^+) and (C_4^-) . We stress here that the introduction of variables ν_j^+ and ν_j^- was a crucial step in our convexification strategy. Indeed, the fluxes ν_j^+ and ν_j^- are by definition nonnegative for all $j \in \{1, \dots, m\}$. Otherwise, we would have been obliged to restrict ourselves to the indices j^+ , j^- corresponding, respectively, to the nonnegative fluxes in (C_4^+) and (C_4^-) . In this case the indices j^+ , j^- become variables of decision making our problem an integer programming one which is, in general, an NP-hard problem [3]².

The second step is to consider (C_4^+) , the mean idea is to fit the numerator $\max\{0, 1 - \frac{\prod_{l=1}^q \bar{X}_l^{n_{lj}}}{K_{jeq}}\}$ by an other function so that the constraint (C_4^+) becomes posynomial. A such constraint is known to be convexifiable via a simple change of variable which will be underlined later [6, 7]. We will proceed similarly concerning the constraint (C_4^-) . We note the result of the above approximation strategy applied on $(C_4)^+$ (resp. $(C_4)^-$) by $g^+(\bar{X}_l)$ and $g^-(\bar{X}_l)$. At this step we introduce the two new variables μ_j^+ and μ_j^- , and we replace $(C_4)^+$ and $(C_4)^-$ by the following:

$$\begin{aligned} (C_j^+): \quad &\frac{1}{E_j^+ k_j^+} \left(1 + \prod_{l=1}^q \left(\frac{\bar{X}_l}{K_{mlj}}\right)^{-m_{lj}^+} + \prod_{l=1}^q \left(\frac{\bar{X}_l}{K_{mlj}}\right)^{n_{lj}} \right) \dots \\ &\dots (1 + g^+(\bar{X})) \leq \mu_j^+, j \in \{1, \dots, m\} \\ (C_j^-): \quad &\frac{1}{E_j^- k_j^-} \left(1 + \prod_{l=1}^q \left(\frac{\bar{X}_l}{K'_{mlj}}\right)^{-m_{lj}^-} + \prod_{l=1}^q \left(\frac{\bar{X}_l}{K'_{mlj}}\right)^{n'_{lj}} \right) \dots \\ &\dots (1 + g^-(\bar{X})) \leq \mu_j^-, j \in \{1, \dots, m\} \\ (C_m^+): \quad &\nu_j^+ \mu_j^+ = 1, j \in \{1, \dots, m\} \\ (C_m^-): \quad &\nu_j^- \mu_j^- = 1, j \in \{1, \dots, m\} \end{aligned} \quad (11)$$

At this stage, the only non convex constraints are (C_m^+) and (C_m^-) . The third step strategy is as follow: At this step

²An optimization problem is NP-hard, if it does not admit efficient resolution algorithm (polynomial time in term of its data. See [4, 13])

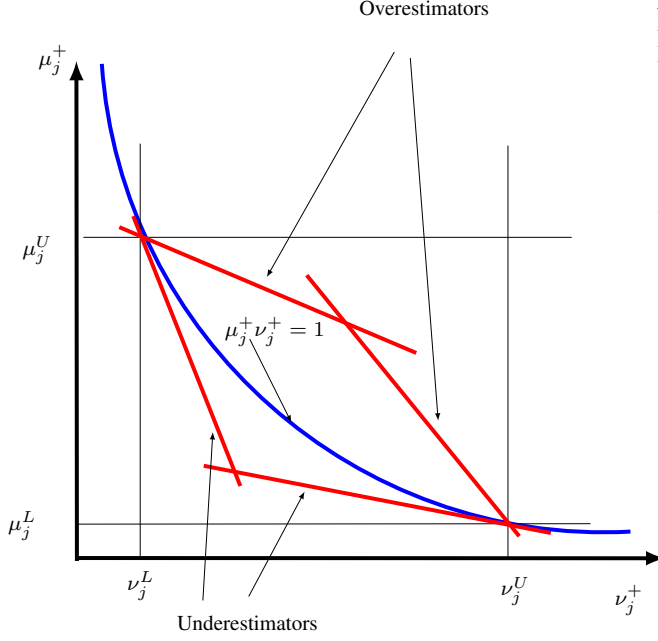


Figure 2: The relaxation scheme

we propose a convex relaxation to the constraint (C_m^+) , the constraint (C_m^-) is relaxed similarly. Geometrically speaking, the relaxation we propose here can be illustrated in the figure 2. Indeed, the constraint (C_m^+) is illustrated by the blue curve while convex the relaxation is represented by the red polyhedron. The relaxation strategy is as follow:

- i) fixe an admissible domain for the fluxes ν_j^+ , μ_j^+ :
 $\nu_j^L \leq \nu_j^+ \leq \nu_j^U$, $\mu_j^L \leq \mu_j^+ \leq \mu_j^U$.
- ii) replace the constraint (C_m^+) by the following system of affine inequalities:

$$\begin{aligned}
 1 &\geq \nu_j^L \mu_j^+ + \mu_j^L \nu_j^+ - \nu_j^L \mu_j^L, \\
 1 &\geq \nu_j^U \mu_j^+ + \mu_j^U \nu_j^+ - \nu_j^U \mu_j^U, \\
 1 &\leq \nu_j^L \mu_j^+ + \mu_j^U \nu_j^+ - \nu_j^L \mu_j^U, \\
 1 &\leq \nu_j^U \mu_j^+ + \mu_j^L \nu_j^+ - \nu_j^U \mu_j^L.
 \end{aligned} \quad (12)$$

The theoretical background of the above strategy is based on the global optimization notion on the convex hull of multivariable functions (see [17, 2, 1, 16]). It is shown that the inequality system (12) is the tightest convex relaxation of (C_m^+) over $[\nu_j^L, \nu_j^U] \times [\mu_j^L, \mu_j^U]$. See [21, 2].

D.1 Convexity of the resulting problem

By the application of the above convexification strategies we get a convex optimization problem. We will discuss its convexity in the following.

Concerning the constraints (C_{1a}) , (C_{1c}) , (C_4^+) , (C_4^-) , we note that the decision variables ν_j , μ_j^+ , μ_j^- appear only in an affine form. The idea is to separate the affine part from

the posynomial part in order to come to the so called mixed linear-geometric form which is convex [6, 7]. The decision variables will be uncoupled as follow:

$$\begin{aligned}
 x &= (\underbrace{R_a}_{x_r}, \underbrace{\bar{X}_1, \dots, \bar{X}_q}_{x_X}, \underbrace{E_1^+, \dots, E_m^+}_{x_{E^+}}, \underbrace{E_1^-, \dots, E_m^-}_{x_{E^-}}), \\
 z &= (\nu_1, \dots, \nu_m, \nu_1^+, \dots, \nu_m^+, \nu_1^-, \dots, \nu_m^-, \mu_1^+, \dots, \mu_m^+, \mu_1^-, \dots, \mu_m^-).
 \end{aligned}$$

To see this, let's consider, for example, the constraint (C_{1a}) , we have:

$$\begin{aligned}
 \mu \left(\underbrace{\sum_{j=1}^m C_{M_{ij}}^{M_p} (E_j^+ + E_j^-) + C_{R_i}^{M_p} R_a + C_{G_i}^{M_p} P_G}_{f_i(x)} \right) \dots \\
 \dots \leq \underbrace{\sum_{j=1}^m S_{pij} \nu_j - \nu_Y}_{h_i(z)}. \quad (13)
 \end{aligned}$$

The function f_i is posynomial and h_i is affine. The variables x_j appear only in the posynomial function f_i , and z_j appear only in the affine function h_i . By the change of variable $x = e^y$ we obtain:

$$f_i(e^y) \leq h_i(z),$$

which is convex in y and z .

The constraints (C_2) , (C_3) are under the standard posynomial form (i.e. $F_j(x) \leq 1$ where F_j is posynomial function) and hence convexifiable via the above change of variable ($x = e^y$) (see [6, 7]).

The constraints (C_ν) , (C_{1b}) , (C_{1d}) , (C_m^+) , (C_m^-) are affine and hence convex.

Therefore, the resulting maximization problem is the following:

$$\begin{aligned}
 \max_{\mu, R_a, \mu_j, \mu_j^+, \mu_j^-, \nu_j, \nu_j^+, \nu_j^-, \bar{X}_1, E_j^+, E_j^-, E_j^-} \mu \\
 \text{subject to:} \\
 (C_{1a}), (C_{1b}), (C_{1c}), (C_{1d}), (C_2), (C_3), (C_j^+), \dots \\
 \dots (C_j^-), (C_\nu), (C_m^+), (C_m^-), (C_e),
 \end{aligned} \quad (14)$$

which is a convex optimization and then can be solved efficiently by an optimization algorithm in polynomial time [22, 4].

3 Stochastic RBA framework

The second part of our investigations, as stressed below, is to introduce the uncertain aspect into the RBA framework (2). Actually, the intrinsic stochastic character of the proteins production within the bacteria, leads us to introduce a stochastic RBA framework rather than a deterministic one.

Under stochastic uncertainty, this problem was captured by a second-stage optimization problem [5]. Currently, we work on a stochastic optimization problem derived from the following simple variant of the RBA problem:

$$\begin{aligned}
 Q(E_0, \xi_0) &:= \max_{\nu} c' \nu \\
 &\text{subject to:} \\
 &S\nu = 0, \\
 &|\nu_j| \leq k_{E_{0j}}(E_{0j} + \xi_{0j}), j \in \{1, \dots, m\},
 \end{aligned} \tag{15}$$

for given E_0 and ξ_0 . In order to introduce our stochastic RBA framework, let Ξ be a probability space endowed with a probability measure. Under the protein resource limitation assumption within a bacterial cell, let $F = \{E \in \mathbb{R}_+^m \mid \sum_{i=1}^m E_j \leq \Pi\}$ be the admissible protein concentrations set. Consider the cost function $Q : F \times \Xi \rightarrow \mathbb{R}$ as it is defined in (15) for $(E, \xi) \in F \times \Xi$. This mapping defines a family of random variables $Q(E, \xi)$ on Ξ . The expectation in ξ , $\mathcal{E}_\xi\{Q(E, \xi)\}$ is well-defined under the complete resource assumption [5, 18]. Our problem of interest is the stochastic optimization problem:

$$\begin{aligned}
 &\max_E \mathcal{E}_\xi\{Q(E, \xi)\} \\
 &\text{subject to:} \\
 &E \in F.
 \end{aligned} \tag{16}$$

The related numerical resolution and algorithmic complexity issues is currently studied, a test RBA model was already developed.

4 CONCLUSION

We have presented here a part of the main obtained results in this thesis. We have developed a more generalized and realistic RBA model in the nominal case. We have introduced the uncertainty aspect and proposed a stochastic RBA framework. Currently we are investigating the numerical resolution of the resulting framework which hopefully will lead to an efficient methods dealing with, especially, the large scale feature and the numerical difficulty due to the stochasticity.

References

- [1] Faiz A. Al-Khayyal. Jointly constrained bilinear programs and related problems: An overview. *Computers & Mathematics with Applications*, 19(11):53 – 62, 1990.
- [2] Faiz A. Al-Khayyal and James E. Falk. Jointly constrained biconvex programming. *Mathematics of Operations Research*, 8(2):273–286, 1983.
- [3] S. Alexander. *Theory of Linear and Integer Programming*. John Wiley & Sons, Chichester, 1986.
- [4] A. Ben-Tal and A. S. Nemirovskiaei. *Lectures on modern convex optimization: analysis, algorithms, and engineering applications*. Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, PA, USA, 2001.
- [5] John R. Birge and F. Louveaux. *Introduction to Stochastic Programming*. Springer Series in Operations Research and Financial Engineering. Springer, July 1997.
- [6] S. Boyd, S.J. Kim, L. Vandenberghe, and A. Hassibi. A tutorial on geometric programming. *Optimization and Engineering*, 8(1):67–127, 2007.
- [7] S. Boyd and L. Vandenberghe. *Convex Optimization*. Cambridge University Press, New York, NY, USA, 2004.
- [8] A. Cornish-Bowden. *Fundamentals of Enzyme Kinetics*. PORTLAND PRESS, 3rev ed edition, February 2004.
- [9] A. Cornish-Bowden, M. Jamin, and V. Saks. *Cinétique enzymatique*. Collection Grenoble sciences. EDP Sciences, Les Ulis. Adaptation partielle de : Fundamentals of enzyme kinetics d’Athel Cornish-Bowden.
- [10] A. Cornishbowden, J.H.S. Hofmeyr, and M.L. Cardenas. Strategies for manipulating metabolic fluxes in biotechnology. *Bioorganic Chemistry*, 23(4):439 – 449, 1995.
- [11] M. Ederer and E. Dieter Gilles. Thermodynamically feasible kinetic models of reaction networks. *Biophys J*, 92(6):1846–57, 2007.
- [12] A. Flamholz, E. Noor, A. Bar-Even, W. Liebermeister, and R. Milo. Glycolytic strategy as a tradeoff between energy yield and protein cost. *Proceedings of the National Academy of Sciences*, 2013.
- [13] Michael R. Garey and David S. Johnson. *Computers and Intractability: A Guide to the Theory of NP-Completeness*. W. H. Freeman & Co., New York, NY, USA, 1979.
- [14] A. Goelzer. *Emergence de structures modulaires dans les régulations des systèmes biologiques : théorie et applications à Bacillus subtilis*. These, Ecole Centrale de Lyon, November 2010.
- [15] A. Goelzer, V. Fromion, and G. Scorletti. Cell design in bacteria as a convex optimization problem. *Automatica*, 47(6):1210–1218, 2011.
- [16] R. Horst and H. Tuy. Global optimization: deterministic approaches. *Journal of the Operational Research Society*, (5):595–596, 1994.
- [17] R. Horst and H. Tuy. *Global optimization - deterministic approaches (3. Aufl.)*. Springer, 1996.
- [18] P. Kall and J. Mayer. *Stochastic Linear Programming: Models, Theory, and Computation*. International series in operations research & management science. Springer, 2011.
- [19] W. Liebermeister and E. Klipp. Bringing metabolic networks to life: integration of kinetic, metabolic, and proteomic data. *Theoretical Biology and Medical Modelling*, 3(1):42, 2006.
- [20] W. Liebermeister, J. Uhlenendorf, and E. Klipp. Modular rate laws for enzymatic reactions: thermodynamics, elasticities and implementation. *Bioinformatics*, 26(12):1528–1534, 2010.
- [21] G. P. McCormick. Computability of global solutions to factorable nonconvex programs: part 1 – convex underestimating problems. *Math. Programming*, 10:147–175, 1976.
- [22] Yu. Nesterov. *Introductory lectures on convex optimization : a basic course*. Applied optimization. Kluwer Academic Publ., Boston, Dordrecht, London, 2004.

Une approche affine par morceaux pour l'analyse de la stabilité de systèmes électro-pneumatiques

Omar Ameer

Paolo Massioni, Gérard Scorletti, Xavier Brun et Mohamed Smaoui, Laboratoire Ampère

Résumé-

Ce travail de thèse concerne la commande d'actionneurs électro-pneumatiques, qui sont aujourd'hui d'une utilisation très répandue dans l'industrie. Un problème lié à l'utilisation de tels vérins est le phénomène de "redécollage", en raison de la présence de frottements secs sur le système. Une loi de commande commutée a été proposée [13], afin d'éviter ce phénomène, mais la stabilité de la boucle fermée n'avait pas été démontrée de manière formelle. Dans ce rapport, nous considérons le système électro-pneumatique et sa loi de commande commutée comme un système affine par morceaux. En conséquence, la démonstration de la stabilité du système et de la convergence de son état à un ensemble d'équilibre peuvent être transformées comme un test sur les inégalités matricielles linéaires (LMI). Le rapport présente la description d'un véritable dispositif expérimental et les résultats obtenus en appliquant la démarche mentionnée ci-dessus.

1 Contexte général

Les systèmes électropneumatiques sont très utilisés dans l'industrie. Leur bonne utilisation dépend de la maîtrise de leur commande, ce qui constitue un axe de recherche au laboratoire Ampère. Différentes lois de commandes ont été synthétisées afin de répondre aux différents cahiers des charges testés sur les "benchmark" du laboratoire.

Cette application électro-pneumatique souffre d'un problème majeur dit phénomène de "redécollage" pour de nombreuses lois de commande. Il se traduit par un mouvement de secousses saccadées et constitue un problème crucial pour la mise en œuvre industrielle de cette technologie. Ce phénomène consiste en un déplacement de la tige un certain temps après son arrêt ; cela est dû au fait que la force agissant sur la tige est initialement plus petite que le seuil qui est nécessaire pour un mouvement en présence de frottements secs. La figure 1 illustre les mesures de deux expériences sur un vérin pneumatique, à partir de laquelle le "redécollage" peut être clairement vu : la position de la tige reste constante pendant un certain temps mais elle com-

mence à se déplacer de nouveau, sans aucune modification de la valeur de la consigne.

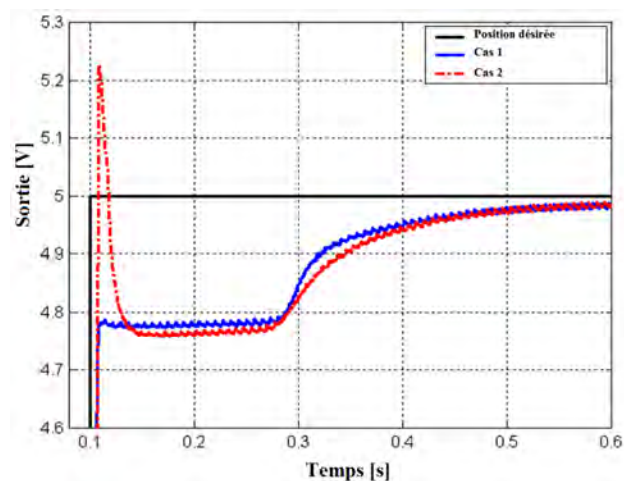


FIGURE 1 – Le phénomène de redécollage sur le vérin pneumatique.

Dans ce cas, le "redécollage" est causée par la présence de frottements secs et par la dynamique des pressions dans les chambres, qui continuent à évoluer (en intégrant le débit massique délivré par les servo-distributeurs), même après que la tige est à l'arrêt. Le phénomène de "redécollage" est fortement indésirable dans les applications, il peut même conduire à des cycles limites. Pour cette raison et afin d'éviter ce phénomène, des lois de commandes commutées ont été synthétisées et proposées par [13]. Le contrôleur commute d'une commande de suivi de trajectoire de position à une régulation de pressions lorsque trois conditions sont respectées. Ceci dans le but de maintenir l'effort pneumatique constant pour éviter le "redécollage". Cette approche a été implémentée sur le vérin électropneumatique, les résultats expérimentaux ont été très satisfaisants et le phénomène de redécollage

a été évité. La stabilité pour le vérin électro-pneumatique avec des lois de commandes commutées a été vérifiée en simulation et expérimentalement. Cependant, aucune démonstration mathématique n’existait au début de mes travaux.

Il ne faut pas perdre de vue que le fait de simuler un système à partir d’un état initial n’est pas suffisant pour évaluer le comportement global du système. En effet, à chaque point initial correspond une trajectoire différente, il faudrait donc simuler à partir d’une infinité de points initiaux pour étudier correctement le comportement du système en général, ce qui est impossible à réaliser. C’est en ce sens que ce travail de recherche a été mené, pour répondre à la problématique suivante : prenant des systèmes à commutation, quels sont les verrous scientifiques qui empêchent l’étude de la stabilité ? Comment alors mettre en œuvre des méthodes ou des outils efficaces aptes à les débloquer ?

Les dynamiques des pressions dans les chambres pneumatiques, et la présence de frottements secs rendent l’actionneur électro-pneumatique fortement non-linéaire. Typiquement, la commande linéarisante peut être utilisée pour éliminer les non-linéarités, conscient que l’incertitude dans le modèle peut conduire à des effets catastrophiques. Pour cette raison, dans nos travaux, nous avons analysé une loi de commande, basée sur celle développée dans [13] qui annule les effets non linéaires grâce au retour linéarisant à l’exception des frottements. Donc, afin d’analyser la stabilité, il faut disposer d’un modèle suffisamment détaillé, tel qu’il soit capable de prendre en compte à la fois la commutation causée par les frottements sur le vérin électropneumatique et celle entre les lois de commandes. Les systèmes linéaires par morceaux constituent une classe des systèmes non linéaires qui permettent de répondre à ces contraintes pour laquelle une riche littérature existe [12, 7, 11]. [9] et [6] sont parmi les travaux de base qui permettent d’étudier le problème de la stabilité en le transformant en un problème d’optimisation sous contraintes LMI (Linear Matrix Inequalities). L’optimisation convexe sous contraintes LMI apparaît actuellement comme une des plus larges classes d’optimisation convexe pour laquelle on dispose d’algorithmes de résolution efficace proposés dans les logiciels de calcul scientifique généraux comme Matlab ou Scilab et qui a eu d’importantes applications en Sciences de l’ingénieur [3]. Les problèmes d’optimisation convexe apparaissent comme une sous classe de problèmes d’optimisation “faciles”, c’est-à-dire dotée d’algorithmes de résolution en temps polynomial.

L’objectif des travaux de [9] et [6] est de développer des méthodes pour la construction de fonctions de Lyapunov qui démontrent la stabilité pour les systèmes dynamiques affines par morceaux. D’après [9], c’est naturel de prendre les fonctions de Lyapunov quadratiques par morceaux

qui semblent être une puissante extension de la stabilité quadratique pour démontrer la stabilité de cette classe de systèmes. Le calcul de ces fonctions de Lyapunov quadratiques par morceaux peut être traduit en utilisant le principe de la S-procédure à la résolution d’un problème d’optimisation sous contraintes LMI.

La solution proposée ici peut être considérée comme une extension de [9] et [6], à la différence que notre résultat principal est moins conservatif. En outre, il permet l’analyse de la convergence de l’état du système à un ensemble entier, ce qui est nécessaire pour notre application spécifique.

2 Objectif et problématique

Nous considérons un banc d’essais d’un actionneur électro-pneumatique comme celui représenté sur la figure 2. L’installation est destinée aux applications en mouvement rectiligne [4], et elle comprend un actionneur sous la forme d’un vérin pneumatique (double effet) avec une tige reliée à un chariot sur rails. Le banc d’essai est alimenté par de l’air comprimé et elle comporte deux servo-distributeurs pour commander le débit entrant et sortant des deux chambres du vérin. Deux capteurs mesurent les pressions dans les chambres.

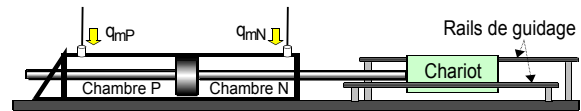


FIGURE 2 – Vérin électropneumatique.

Sous certaines hypothèses simplificatrices [8], le modèle physique du système est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{y} = v \\ \dot{v} = \frac{1}{M}(S(p_P - p_N) - F_f(v)) \\ \dot{p}_N = \frac{krT}{V_N(y)}\left(\frac{S}{rT}p_N v + q_{mN}\right) \\ \dot{p}_P = \frac{krT}{V_P(y)}\left(\frac{-S}{rT}p_P v + q_{mP}\right) \end{cases} \quad (1)$$

où

$$\begin{cases} V_P(y) = V_0 + Sy \\ V_N(y) = V_0 - Sy \end{cases}$$

avec $V_0 = V_D + S \frac{l}{2}$, et où $F_f(v)$ est la force de frottements secs, dont le modèle non linéaire est donnée dans la littérature par plusieurs relations [2] [5]. Dans notre cas, nous considérons le modèle des forces de frottements secs sous la forme d’une saturation tel que :

$$F_f(v) = \begin{cases} F_s & \text{for } v > \varepsilon \\ \frac{F_s}{\varepsilon}v & \text{for } -\varepsilon \leq v \leq \varepsilon \\ -F_s & \text{for } v < -\varepsilon \end{cases} \quad (2)$$

Les entrées du système sont les deux débits massiques q_{mP} et q_{mN} .

Afin d'éviter le phénomène de redécollage, une loi de commande commutée a été proposée dans [13]. Cette loi est basée sur un retour linéarisant du modèle dans (1), et il commute entre les deux modes suivants :

#1 un mode de suivi de trajectoire de position, ce qui permet le suivi d'une position de référence donnée variable dans le temps (c'est-à-dire, une position désirée y_d , une vitesse désirée v_d , une accélération désirée a_d et un jerk désiré j_d);

#2 un mode de régulation des pressions, activé lorsque la position est à l'arrêt (pour y_d constant, et $v_d = 0$, $a_d = 0$, $j_d = 0$); dans ce mode, les pressions dans les chambres sont contrôlées et mises à leurs consignes désirées (p_{Nd} , p_{Pd}) afin d'éviter le redécollage.

Selon cette étude, nous définissons les erreurs entre la position y , la vitesse v , l'accélération a , les pressions (p_P , p_N) et leurs valeurs désirées (y_d , v_d , a_d , p_{Pd} et p_{Nd}) :

$$\begin{cases} e_y = y - y_d \\ e_v = v - v_d \\ e_a = a - a_d \\ e_P = p_P - p_{Pd} \\ e_N = p_N - p_{Nd} \end{cases}$$

La loi de commande de commutation que nous considérons est la suivante.

Mode de suivi de trajectoire (#1)

$$\begin{cases} q_{mP} = \frac{V_P(y)}{krT} \left[\frac{S}{rT} v_{Pd} + \dot{p}_{Pd} - k_P e_P \right] \\ q_{mN} = \frac{MV_N(y)}{SkrT} \left[\frac{SkrT}{MV_P(y)} q_{mP} + \frac{S^2kv}{M} \left(-\frac{p_P}{V_P(y)} - \frac{p_N}{V_N(y)} \right) - j_d + k_a e_a + k_v e_v + k_y e_y \right] \end{cases}$$

Mode de régulation des pressions (#2)

$$\begin{cases} q_{mP} = \frac{V_P(y)}{krT} \left[\frac{S}{rT} v_{Pd} + \dot{p}_{Pd} - k_P e_P \right] \\ q_{mN} = \frac{V_N(y)}{krT} \left[-\frac{S}{rT} v_{PN} + \dot{p}_{Nd} - k_N e_N \right] \end{cases}$$

Contraintes de commutation

$$\begin{cases} \#1 \rightarrow \#2 : v_d = 0 \wedge |e_y| \leq \varepsilon_1 \wedge |e_v| \leq \varepsilon_2 \\ \#2 \rightarrow \#1 : v_d \neq 0 \vee |e_y| > \varepsilon_1 \vee |e_v| > \varepsilon_2 \end{cases} \quad (3)$$

Les constantes k_y , k_v , k_a , k_P et k_N sont les gains de retour d'état, qui peuvent être choisis, par exemple, par un placement de pôle sur le modèle linéarisé; ε_1 et ε_2 sont des constantes à fixer selon les performances spécifiées par le cahier des charges. L'application de contrôleur commuté mène à la commutation entre les modèles en boucle fermée suivants.

Mode de suivi de trajectoire (#1)

$$\begin{cases} \dot{e}_y = e_v \\ \dot{e}_v = e_{af} - \frac{1}{M} F_f(v) \\ \dot{e}_{af} = -k_a e_{af} - k_v e_v - k_y e_y + \frac{k_a}{M} F_f(v) \\ \dot{e}_P = -k_P e_P \end{cases} \quad (4)$$

Mode de régulation des pressions (#2)

$$\begin{cases} \dot{e}_y = e_v \\ \dot{e}_v = e_{af} - \frac{1}{M} F_f(v) \\ \dot{e}_{af} = \frac{S}{M} (k_N - k_P) e_P - k_N e_{af} \\ \dot{e}_P = -k_P e_P \end{cases} \quad (5)$$

avec $e_{af} = e_a + \frac{1}{M} F_f(v)$.

La loi de commande choisie est basée sur un retour linéarisant qui annule tous les non-linéarités du système, mais pas celles qui sont engendrées par les frottements. Nous évitons de les annuler du fait des incertitudes sur les forces de frottement.

La loi de commande commutée ci-dessus s'est avérée stable à la fois en simulation et sur le banc d'essais. En particulier, cette loi n'a jamais causé l'apparition de redécollage pendant l'ensemble de nos expériences. La figure 3 montre la trajectoire simulée obtenue en utilisant cette loi de commande pour une trajectoire de position de référence donnée; le système commute en régulation de pressions (# 2) lorsque les contraintes de l'équation 3 sont respectées.

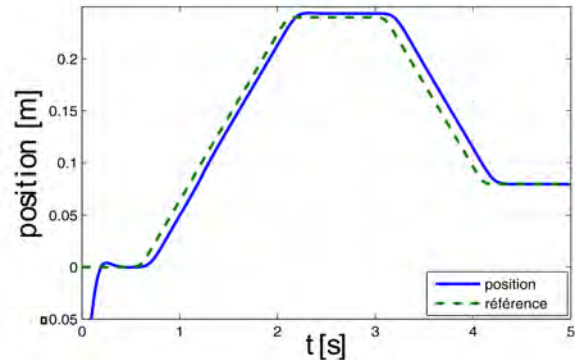


FIGURE 3 – Evolution de la position par rapport à la position désirée.

Néanmoins, aucune démonstration formelle de la stabilité a été donnée dans [13] pour cette loi de commande, même si elle a eu beaucoup de succès dans la pratique. Notre contribution est de chercher à compenser ce manque. L'un des problèmes auquel nous devons faire face est que la stabilité du système devait être prouvée pour un type particulier de convergence de l'état, non pas vers un point d'équilibre, mais vers à un ensemble de points d'équilibre. Cela est dû au fait que les systèmes mobiles soumis à des forces de frottement ne peuvent pas être facilement mis à l'arrêt à un point désiré, mais ils seront plutôt arrêter à sa proximité (ce qui peut être vu par exemple dans la figure 3, lorsque la tige s'arrête juste après $t = 2$ s).

La recherche d'une démonstration de la stabilité nécessite l'utilisation d'outils appropriés. Nous pouvons souligner que le système en boucle fermée dans (4) et (5)

avec le modèle de frottements dans (2), est un système commuté dépendant de l'état, avec une possibilité de commutation en raison du modèle de frottements choisi, ainsi en raison de la loi de commande utilisée. En présence de ces critères de commutation, le modèle peut être considéré comme une classe de systèmes dynamiques affines par morceaux (PWA) [11]. En conséquence, nous avons utilisé et adapté les différents résultats présents dans la littérature pour l'étude de la stabilité de cette classe de systèmes. En particulier, nous avons focalisé nos travaux sur l'approche de [9] et [6].

3 Contributions

Dans ce rapport, nous présentons notre contribution soumise à une conférence internationale [1]. Elle présente une généralisation des méthodes développées dans la littérature, notamment les travaux de [9] et [6]. Nous avons essayé de répondre au problème d'analyse de la stabilité du système électro-pneumatique, lorsque une loi de commande commutée a été appliquée sur ce dernier. Ce système électro-pneumatique avec sa loi de commande commutée peut être vu comme un système affine par morceaux dont nous présentons ci-dessous ses différentes caractéristiques et des conditions suffisantes pour pouvoir démontrer sa stabilité.

Nous appelons un système affine par morceaux (PWA) s'il a les dynamiques suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_0 x(t) & \text{for } x \in X_0 \\ \dot{x}(t) = A_i x(t) + a_i & \text{for } x \in X_i, 1 \leq i \leq N - 1 \end{cases} \quad (6)$$

avec $x \in \mathbb{R}^n$ le vecteur d'état et X_i ($i = 0, \dots, N - 1$) les cellules polyédriques formant l'espace d'état \mathbb{R}^n . Supposant $0 \notin X_i$ pour $1 \leq i \leq N - 1$; cela veut dire que X_0 est la seule cellule englobant l'origine. Le domaine de chaque cellule est défini comme suit :

$$\begin{cases} E_0 x \geq 0 & \text{for } x \in X_0 \\ \bar{E}_i \begin{bmatrix} x \\ 1 \end{bmatrix} \geq 0 & \text{for } x \in X_i, 1 \leq i \leq N - 1 \end{cases} \quad (7)$$

Soit aussi la frontière entre chaque deux cellules définie par :

$$\Gamma_{ij} = \{(i, j) \mid X_i \cap X_j \neq \emptyset \wedge i > j\}$$

donc

$$\forall (i, j) \in \Gamma_{ij}, X_i \cap X_j = \left\{ x \mid \bar{E}_{ij} \begin{bmatrix} x \\ 1 \end{bmatrix} = 0 \right\}.$$

Un des objectifs usuels est de proposer pour cette classe de systèmes des conditions afin d'assurer la convergence exponentielle des trajectoires d'état $x(t)$ vers le point d'équilibre. Classiquement, les méthodes développées dans

la littérature démontrent la convergence exponentielle vers le point d'équilibre en prenant des fonctions de Lyapunov dites quadratiques par morceaux. Ces fonctions sont exprimées de la façon suivante :

$$V(x) = V_i(x) \text{ for } x \in X_i \quad (8)$$

avec

$$V_i(x) = \begin{cases} x^T P_0 x & \text{for } x \in X_0 \\ \begin{bmatrix} x \\ 1 \end{bmatrix}^T \bar{P}_i \begin{bmatrix} x \\ 1 \end{bmatrix} & \text{for } x \in X_i, 1 \leq i \leq N - 1. \end{cases}$$

doivent assurer certaines conditions pour répondre à cet objectif. Ces conditions sont une conséquence directe du théorème de Lasalle ([10] 4.4 page 128) et qui sont données comme suit.

1. La fonction de Lyapunov doit être continue sur la frontière entre deux cellules X_i et X_j , $X_j, (i, j) \in \Gamma_{ij}$, c'est à dire la condition suivante doit être vérifiée :

$$V_i(x) = V_j(x) \forall x \in X_i \cap X_j. \quad (9)$$

2. La fonction de Lyapunov doit être positive, c'est à dire.

$$\begin{cases} V_0(x) > 0, x \in X_0 \setminus 0 \\ V_i(x) > 0, x \in X_i, 1 \leq i \leq N - 1 \end{cases} \quad (10)$$

3. La dérivée de la fonction de Lyapunov doit être négative, c'est à dire.

$$\begin{cases} \dot{V}_0(x) < 0, x \in X_0 \setminus 0 \\ \dot{V}_i(x) < 0, x \in X_i, 1 \leq i \leq N - 1 \end{cases} \quad (11)$$

4. La dérivée de la fonction de Lyapunov doit être nulle à 0, c'est à dire.

$$\dot{V}_0(0) = 0. \quad (12)$$

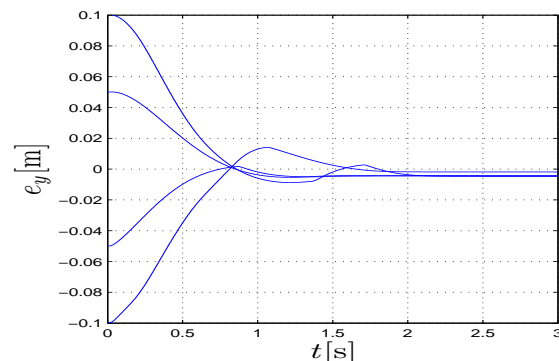


FIGURE 4 – Évolution de l'état e_y pour différentes conditions initiales.

Malheureusement, ces méthodes sont applicables uniquement pour les systèmes (PWA) avec un point

d'équilibre. La figure 4 nous montre que pour notre système, pour différentes conditions initiales, nous avons une convergence de l'état vers plusieurs points d'équilibre (causé par la présence d'une valeur propre nulle sur la cellule centrale), et donc nous ne pouvons pas appliquer directement ces méthodes de la littérature. Pour remédier à cela, et pour éviter la stabilité marginale, nous avons fait une projection au niveau de la cellule centrale sur le sous-espace stable pour assurer une convergence exponentielle vers l'ensemble d'équilibre. Il a fallu donc modifier les conditions sur la fonction de Lyapunov quadratique par morceaux en tenant compte de cette projection. Pour cela, nous procédons comme suit.

Nous nous intéressons au cas où la dynamique A_0 de la cellule centrale X_0 a une valeur propre nulle (c'est le cas de notre système électro-pneumatique), nous avons donc un ensemble de points d'équilibre appelé E_{eq} et défini par :

$$E_{eq} = \{ x \in X_0 \mid A_0 x = 0 \} \quad (13)$$

si $Z_1 \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ est le vecteur propre associé à la valeur propre nulle de la matrice A_0 telle que $A_0 Z_1 = 0$, alors :

$$E_{eq} = \{ x \in X_0 \mid \exists \xi \neq 0, x = Z_1 \xi \}. \quad (14)$$

Nous définissons aussi $\Pi \in \mathbb{R}^{n \times (n-1)}$ le complément orthogonal de z_1 , normalisé tel que $\Pi^T \Pi = I$.

Dans ce cas là, assurer la convergence exponentielle vers l'ensemble d'équilibre E_{eq} revient à re-exprimer les conditions (10), (11) et (12) de la façon suivante.

$$\left\{ \begin{array}{l} \left\{ \begin{array}{l} V_0(x) > 0, x \in X_0 \setminus E_{eq} \\ V_i(x) > 0, x \in X_i, 1 \leq i \leq N-1 \end{array} \right. \\ \left\{ \begin{array}{l} \dot{V}_0(x) < -2\alpha V_0(\Pi \Pi^T x), x \in X_0 \setminus E_{eq} \\ \dot{V}_i(x) < -2\alpha V_i(x), x \in X_i, 1 \leq i \leq N-1 \end{array} \right. \\ \dot{V}_0(x) = 0, x \in E_{eq}. \end{array} \right. \quad (15)$$

Cela veut dire que si (9), (10), (15) et (12) sont vérifiées alors la convergence des trajectoires d'état vers l'ensemble d'équilibre E_{eq} est assuré.

À partir de là, nous avons proposé un théorème dans [1] contenant des conditions suffisantes pour la recherche d'une fonction de Lyapunov quadratique par morceaux qui démontre la stabilité d'un système affine par morceaux. Ce théorème a été appliqué sur notre système commuté en procédant à la programmation numérique sur Matlab via l'utilisation des bibliothèques "Yalmip/Sedumi". Dans ce programme, nous avons mis en œuvre un moyen général pour respecter la continuité de la fonction de Lyapunov sur la frontière et toutes contraintes supplémentaires sur ces fonction (ex : stabilité marginale). Ce programme nous a permis de trouver numériquement des matrices de Lyapunov et une borne inférieure sur le taux de décroissance qui

démontrent la stabilité exponentielle de ce système commuté. La figure 5 montre que pour différentes conditions initiales, la vitesse de la décroissance de la fonction de Lyapunov trouvée reste supérieure à α (α est une borne inférieure sur le taux de décroissance), c'est-à-dire une convergence exponentielle vers E_{eq} .

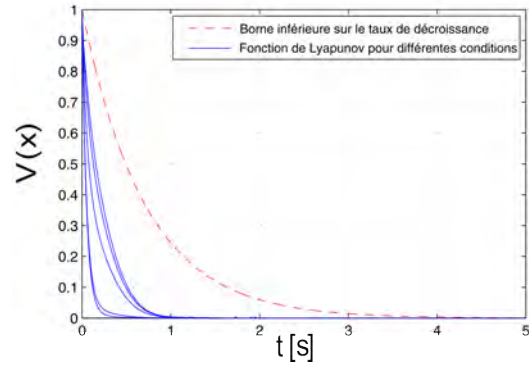


FIGURE 5 – Évolution de la fonction de Lyapunov pour différentes conditions initiales par rapport à la borne inférieure α sur le taux de décroissance.

4 Perspectives

En ce qui concerne les travaux en cours, nous avons commencé à étudier les points suivant.

A Étude de performance : suivi de la trajectoire désirée

Pour démontrer la stabilité du système commuté précédent, les entrées exogènes (dans notre cas les trajectoires désirées) ont été considérées nulles. Prendre une telle considération dans la méthode utilisée nous a mené à une configuration plane de cellules (prise en compte de seulement deux contraintes de commutation suivant l'erreur de position et de vitesse, équation (3)). Pour l'étude de suivi de la trajectoire de position désirée, cette considération n'est plus valable, en d'autres termes, il faut prendre en compte les variables désirées et sur le modèle et sur les contraintes de commutation, ce qui nous amène à une configuration 3D (voir figure 6) des cellules et un degré plus élevé de complexité. L'application de notre théorème dans ce cas et malgré le conservatisme ajouté par ces contraintes nous a pu trouver des matrices de Lyapunov qui démontrent la convergence des états vers les trajectoires désirées.

B Autres modèles de frottements

Dans nos premiers travaux, nous avons considéré un modèle de frottements sous la forme d'une saturation, ce qui ne représente vraiment pas un modèle approché de la réalité. Nous nous sommes intéressés donc à étendre notre

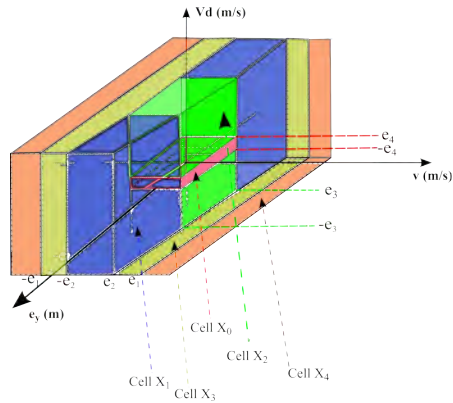


FIGURE 6 – Les cellules X_i

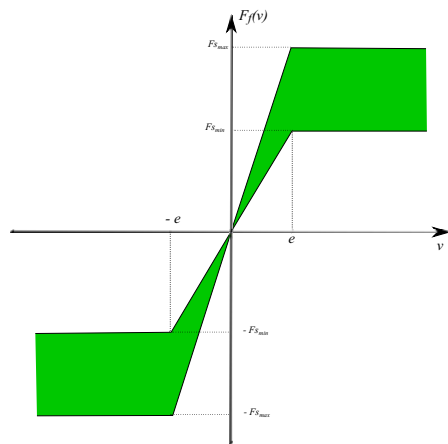


FIGURE 7 – Variation des seuils de frottement

contribution en prenant des modèles plus proches de ceux qui décrivent vraiment les frottements dans le vérin électropneumatique. Dans un premier lieu, nous avons continué avec le même modèle de frottements (saturation) en ajoutant à ce dernier des incertitudes sur le seuil de la saturation (voir la figure 7). La stabilité a été démontré en appliquant notre contribution malgré ces incertitudes sur le modèle de frottements.

Un autre point très intéressant aussi, est de considérer un modèle de frottement sous forme d'un relais (voir figure 8) qui est un modèle proche de la caractéristique réelle de frottements dans le vérin électro-pneumatique. La difficulté avec ce modèle est, d'une part, la discontinuité pour une vitesse nulle qui peut engendrer des phénomènes de glissements, et d'autre part, l'existence de l'ensemble d'équilibre sur cette surface de glissement. L'objectif est de démontrer que s'il existe un mode glissant alors le modèle est asymptotiquement stable vers l'ensemble d'équilibre.

Références

[1] O. Ameur, P. Massioni, G. Scorletti, X. Brun, and M. Smaoui. A piecewise-affine approach to the analysis of non-linear control

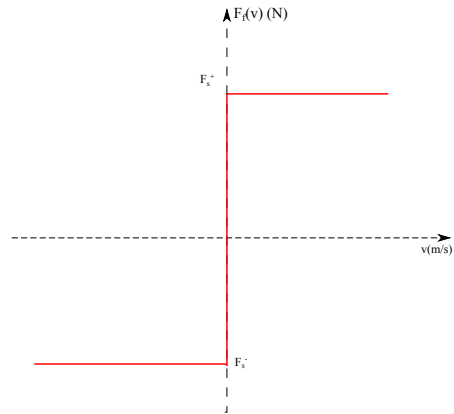


FIGURE 8 – Frottement sous forme d'un relais

laws for pneumatic systems. *Submitted to Control and Decision Conference-CDC*, 2014.

[2] B. Armstrong-Hélouvry, P. Dupont, and C. Canudas De Wit. A survey of analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction. *Automatica*, 30(7) :1083–1138, 1994.

[3] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan. *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, volume 15 of *SIAM Studies in Applied Mathematics*. Society for Industrial and Applied Mathematics, 1994.

[4] X. Brun, M. Belgharbi, S. Sesmat, D. Thomasset, and S. Scavarda. Control of an electropneumatic actuator, comparison between some linear and non-linear control laws. *Proceedings of the institution of mechanical engineers Part I - Journal of Systems and Control Engineering*, 213(15) :387–406, 1999.

[5] C. Canudas De Wit, H. Olsson, K.J. Åström, and P. Lischinsky. A new model for control of systems with friction. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 40(3) :419–425, 1995.

[6] A. Hassibi and S. Boyd. Quadratic stabilization and control of piecewise-linear systems. *Proceedings of the American Control Conference*, 6 :3659 – 3664, 1998.

[7] T. Hu, T. Thibodeau, and A. R. Teel. A unified Lyapunov approach to analysis of oscillations and stability for systems with piecewise linear elements. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 55(12) :2864–2869, 2010.

[8] H.S. Jabar. Design of pneumatic actuator systems. *Thèse de Doctorat, Université de Nottingham*, page 426p, 1977.

[9] M. Johansson and A. Rantzer. Computation of piecewise quadratic Lyapunov functions for hybrid systems. *IEEE Transaction in Automatic Control*, 43(4) :555–559, 1998.

[10] H. K. Khalil. *Non Linear Systems, Third Edition*. Prentice Hall, 2002.

[11] G. K. Lowe and M. A. Zohdy. Modeling nonlinear systems using multiple piecewise linear equations. *Nonlinear Analysis : Modelling and Control*, 15 :451–458, 2010.

[12] M. Moarref and L. Rodrigues. Asymptotic stability of piecewise affine systems with sampled-data piecewise linear controllers. *IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC)*, pages 8315–8320, 2011.

[13] K. Turki. A solution to the “stick-slip” problem for an electropneumatic drive. *International Journal of Fluid Power*, 12(1) :19–29, 2011.

Dimensionnement et commande optimale simultanés d'un véhicule hybride électrique par optimisation combinatoire

Alan Chauvin

Eric Bideaux (INSA de Lyon), Alaa Hijazi (INSA de Lyon), Ali Sari (UCBL)

Abstract—This paper presents a global optimization method to solve a design problem and controller optimization problem in a single loop. This method is tested for the optimization of a new concept of hybrid electric vehicle - a mini-excavator - following the project FUI ELEXC. After a summary of context and the issue related to the coupling between the plant and controller optimization problems, the system is introduced. Then a method using branch and bound algorithm is described. Then this new method is performed by optimization results and benchmarks. Finally, the paper is concluded on the generalization of this approach for other systems.

Résumé—Ce document présente une méthode d'optimisation globale visant à résoudre un problème de dimensionnement associé à la commande optimale dans une unique boucle d'optimisation. Cette méthode est testée pour l'optimisation d'un nouveau concept d'engin hybride électrique - une mini-excavatrice - dans le cadre du projet FUI ELEXC. Après un rappel du contexte de l'étude et de la problématique concernant le couplage entre le dimensionnement d'un système et la commande optimale associée, le système étudié sera présenté. Ensuite, une méthode exploitant un algorithme de séparation et évaluation sera décrite. Quelques résultats d'optimisation avec une analyse de la performance de l'algorithme valideront l'intérêt de la méthode. Enfin, le document se termine sur la généralisation de cette méthode à d'autres systèmes.

- Technologie des composants
- Dimensionnement des éléments
- Commande des sources de puissance
- Comportement du conducteur

Le problème sera soumis à un certain nombre de contraintes et suivant un objectif à optimiser :

- Consommation de carburant
- Émission de polluants
- Performances
- Coûts
- Fiabilité/durée de vie du système

Il existe un fort couplage entre ces différents niveaux. Dans la littérature, la démarche classique consiste à travailler par niveau, indépendamment des liens qu'il peut exister entre eux. Par exemple, un dimensionnement satisfaisant un cahier des charges est proposé. L'optimisation de la commande est ensuite réalisée pour ce dimensionnement fixé. Toutefois, cette approche conduit à proposer des solutions sous-optimales.

B. Problématique

I. INTRODUCTION

A. Contexte

Face à l'apparition de nouvelles normes environnementales à l'usage des applications embarquées (normes Tier 3, Euro 5), les véhicules hybrides connaissent un développement croissant car ils offrent une solution techniquement intéressante pour réduire les nuisances polluantes et/ou sonores. Toutefois, leur essor est limité par leur faible intérêt économique. Un dimensionnement adapté permettra de proposer un véhicule capable de répondre aux attentes des utilisateurs et des législations environnementales.

L'optimisation du système de propulsion d'un véhicule hybride peut être partagée en plusieurs niveaux comme énoncé par [7] :

- Topologie ou architecture : parallèle/série/mixte

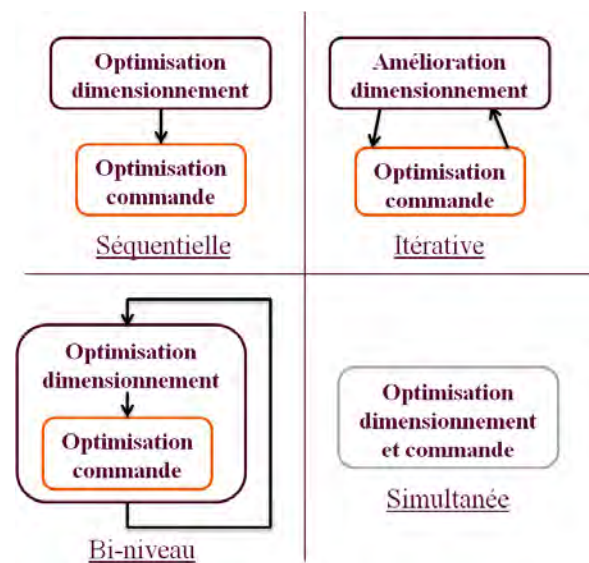


Fig. 1. Stratégies usuelles pour l'optimisation du dimensionnement et de la commande d'un système

Le couplage entre le dimensionnement et la com-

mande d'un véhicule hybride nécessite d'optimiser simultanément ces 2 sous-ensembles. Plusieurs stratégies ont été proposées par [4] et sont présentées figure 1.

La stratégie séquentielle consiste à résoudre 2 sous-problèmes d'optimisation en série en découplant les paramètres de conception et la commande. Le dimensionnement est vu comme un problème d'optimisation statique tandis que la partie commande est exprimée comme un problème d'optimisation dynamique. Toutefois, cette stratégie ne conduit pas souvent à une solution optimale à cause du couplage entre les différentes variables du système et de la commande.

Dans la stratégie itérative, à partir d'une solution initiale donnée sur le dimensionnement et la commande du système, on va chercher à améliorer le dimensionnement sans compromettre les performances sur la commande. Puis, on optimise la commande sans détériorer les contraintes de dimensionnement. Ces 2 dernières opérations sont répétées jusqu'à obtenir une convergence commune du dimensionnement et de la commande.

Dans la stratégie bi-niveau, deux boucles d'optimisation imbriquées sont utilisées. La boucle externe optimise les paramètres de la fonction objectif liés au dimensionnement. La boucle interne optimise la commande pour un dimensionnement fixé par les paramètres de la boucle externe. Cette stratégie est présentée dans [9].

Enfin, la stratégie dite simultanée consiste à lier les 2 sous-problèmes en un seul problème. Cette stratégie impose des conditions et des propriétés mathématiques particulières sur le problème. Un exemple dans [6] est donné en exploitant les propriétés de convexité comme méthode d'optimisation.

Dans notre cas, nous allons traiter de l'optimisation des problèmes non linéaires et non convexes et résoudre le système en limitant les boucles d'optimisation. Pour cela, nous transformerons le problème non linéaire en un problème combinatoire auquel nous appliquerons un algorithme de séparation et évaluation (Branch and Bound) afin de limiter le nombre d'itérations pour la recherche de la solution optimale.

C. Objectifs de la thèse

L'objectif premier du travail mené durant la thèse est de proposer une méthode d'optimisation globale permettant de traiter un problème non linéaire en le transformant en un problème linéaire discret tout en combinant le problème de dimensionnement et de commande

optimale dans une même boucle. Bien que le cas étudié concerne un véhicule hybride, il est possible de généraliser la méthode à des problèmes de dynamique tels que l'optimisation de la trajectoire et du dimensionnement d'actionneurs.

D. Présentation du système étudié

Le véhicule étudié est une mini-excavatrice utilisée pour réaliser des opérations de terrassement (cf. figure 2). Il appartient à la catégorie des engins non routiers et est donc soumis à des législations spécifiques sur les émissions de polluants rejetées par les moteurs diesel, unique source de puissance usuellement utilisée sur ces engins. Le projet FUI ELEXC est une collaboration entre différents partenaires industriels et le laboratoire Ampère visant à démontrer la faisabilité technologique d'un nouveau concept de mini-excavatrice hybride et électrifiée au travers d'un démonstrateur. Une première étape a consisté à définir des stratégies de gestion d'énergie dans le but de rendre le prototype opérationnel. La seconde étape a permis d'évaluer les limites de la stratégie bi-niveau en exploitant la méthode de la programmation dynamique et présentée dans [1]. Les futurs résultats attendus issus de l'optimisation de l'engin par la nouvelle méthode développée serviront à proposer des pistes d'amélioration dans le dimensionnement du système de puissance hybride.



Fig. 2. Aperçu général d'une mini-excavatrice et schéma du système de puissance hybride

Le système hybride est composé d'une pile à combustible (PAC) et d'un système de stockage d'énergie (SSE). L'énergie en hydrogène issue du réservoir haute pression $P_{H_2}(t)$ est convertie en énergie électrique par le biais d'une réaction d'oxydo-réduction au cœur de la pile. La PAC fournit une puissance utile notée $P_{fcs}(t)$. Le SSE agit comme un réservoir d'énergie permettant d'assister la PAC lors de forts appels de puissance et de récupérer l'énergie lorsque le mouvement des actionneurs le permet. Plusieurs technologies seront éva-

luées : Batterie Li-Ion, batterie LiFePO4 et supercondensateurs. Enfin, la puissance requise notée $P_{req}(t)$ comprend la puissance demandée par tous les actionneurs ainsi que la consommation du réseau de bord.

II. DÉVELOPPEMENT D'UNE NOUVELLE MÉTHODE BASÉE SUR L'OPTIMISATION COMBINATOIRE

A. Démarche d'optimisation

La démarche d'optimisation proposée est présentée figure 3. La phase initiale comprend la définition du cycle de travail et l'écriture de l'équation de fonctionnement du système. Ensuite, les composants sont modélisés afin d'écrire le problème complet. Pour s'affranchir des non linéarités, on discrétise notre système. C'est le passage sous forme combinatoire. L'algorithme de séparation et évaluation permet la résolution du problème. Enfin les résultats sont extraits.

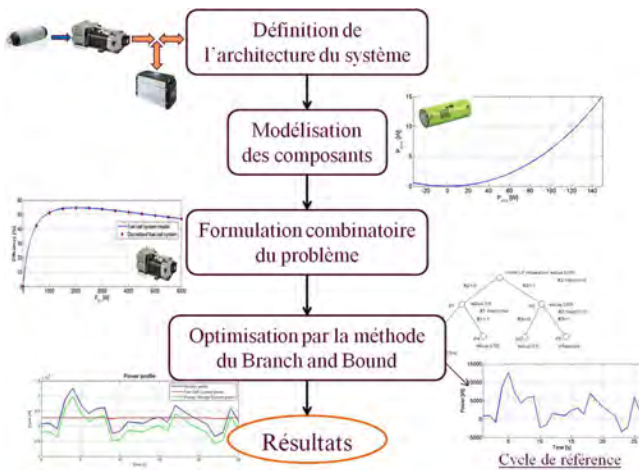


Fig. 3. Démarche d'optimisation

B. Modélisation et formulation du problème

Dans notre étude, un des objectifs est de minimiser le coût global du système de puissance. Celui-ci comprend :

- Coût d'acquisition des composants (pile à combustible complète, système de stockage d'énergie et convertisseurs de puissance)
- Coût d'exploitation du système lié à la consommation en carburant (hydrogène) et le coût annuel de la maintenance

Les composants sont modélisés par des modèles énergétiques [3]. A partir de la courbe de rendement de la pile à combustible et d'hypothèses simplificatrices

sur les systèmes de stockage d'énergie (OCV constant et résistance interne constante pour une utilisation sur une plage restreinte du State of Charge (SOC), température constante), il est possible de formuler le problème initialement non linéaire en un problème linéaire en nombre entiers. Pour cela, l'étape majeure consiste à discrétiser la fonction de rendement en N points et à appliquer un coefficient d'activation $x(i, t)$ binaire à chaque point de fonctionnement. Enfin, un modèle de vieillissement est utilisé pour la pile à combustible et les batteries au lithium à partir des travaux de [2] et [8]. Le système doit pouvoir fonctionner avec une dégradation restreinte des performances (State of Health ou *SOH*) jusqu'à atteindre un objectif de durée appelé *EoL* (End of Life).

Dans le cas étudié, le problème revient à minimiser un coût global J en cherchant à optimiser la commande et la puissance maximale de la pile à combustible notées respectivement $P_{fcs}(t)$ et P_{fcs}^{max} ainsi que le nombre de cellules contenu dans le stockage d'énergie et noté N_{ess} . On linéarise la fonction de rendement de la pile à combustible de façon à obtenir un problème linéaire pour un dimensionnement fixé.

$\min J = f(P_{fcs}(t), P_{fcs}^{max}, N_{ess})$ $P_{fcs}(t) + P_{ess}(t) = P_{req}(t)$ $P_{fcs}(t) = \sum_{i=1}^N x(i, t) P_{fcs}(i)$ $0 \leq P_{fcs}(t) \leq P_{fcs}^{max}$ $P_{ess}^{min}(N_{ess}) \leq P_{ess}(t) \leq P_{ess}^{max}(N_{ess})$ $E_{ess}^{min}(N_{ess}) \leq E_{ess}(t) \leq E_{ess}^{max}(N_{ess})$ $E_{ess}(t_0) = E_{ess}(T)$ $SOH_{fcs}(EoL) - SOH_{fcs}(t_0) \leq 20\%$ $SOH_{ess}(EoL) - SOH_{ess}(t_0) \leq 20\%$ $x(i, t) = \{0, 1\}$
--

TABLE I: MODÉLISATION DU PROBLÈME SOUS FORME COMBINATOIRE

C. Algorithme de Branch and Bound

Un algorithme de Branch & Bound (ou séparation et évaluation) est une méthode algorithmique permettant de résoudre des problèmes d'optimisation combinatoire ou discrète. Le principe consiste à énumérer les solutions de façon implicite, c'est-à-dire éviter d'énumérer toutes les solutions du problème en analysant les propriétés du problème [5].

La méthode repose sur deux étapes essentielles :

- La séparation (branch) consiste à séparer un ensemble de solutions en sous-ensembles
- L'évaluation (bound) consiste à évaluer les solutions d'un sous-ensemble de façon optimiste, c'est-à-dire en majorant la valeur de la meilleure solution de ce sous-ensemble.

L'algorithme propose de parcourir l'arborescence des solutions possibles en évaluant chaque sous-ensemble de solutions de façon optimiste. Lors de ce parcours, on maintient la valeur M de la meilleure solution trouvée jusqu'à présent. Quand l'évaluation d'un sous-ensemble donne une valeur plus élevée que M , il est inutile d'explorer plus loin ce sous-ensemble. Dans un premier temps, on relaxe notre problème en transformant notre problème discret décrit dans la table I en un problème continu que l'on notera (P). Par exemple, dans le cas étudié, nous souhaitons obtenir un vecteur de solution composé de valeurs binaires. La relaxation continue imposera donc que le vecteur de solution x soit continu sur $[0 : 1]$. Dans la suite des explications, on s'aidera de la figure 4 pour illustrer la démarche.

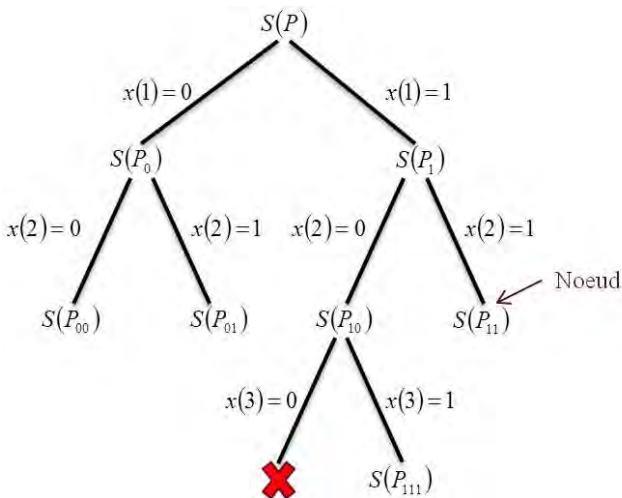


Fig. 4. Arborescence du problème étudié

La résolution de ce problème linéaire continu nous propose une solution continue et une évaluation associée que l'on notera $S(P)$. Il s'agit de l'évaluation à la racine, résolue à partir de l'algorithme du simplexe. Ensuite, il faut diviser le problème initial en deux sous-problèmes en ajoutant une contrainte d'intégrité, c'est l'opération de séparation. La solution finale étant un vecteur composé de valeurs binaires, on se propose d'évaluer le problème initial en imposant une valeur discrète sur le premier élément de la solution. On divise alors notre ensemble initial en deux et on impose $x(1) = 0$ ou $x(1) = 1$ à notre problème initial (P). Ces évaluations sont des minorants de la meilleure so-

lution à atteindre. Chaque nouvelle séparation dégrade la valeur de l'évaluation effectuée sur le nouveau nœud considéré car une nouvelle contrainte d'intégrité sur le vecteur de solution est ajoutée (par exemple on ajoute $x(2) = 0$ ou $x(2) = 1$ au problème (P_0) afin d'obtenir $S(P_{00})$ ou $S(P_{01})$). Les nœuds qui n'ont pas encore été explorés sont gardés en mémoire.

Lorsqu'une solution entière est atteinte, on dispose d'un majorant noté M . Celui-ci est considéré comme une borne permettant de ne pas prendre en compte les évaluations supérieures à M car non optimales.

Il existe plusieurs stratégies pour parcourir l'arborescence. La stratégie mise en œuvre déterminera la façon dont le nœud sera choisi et le sens de développement de l'arbre. Parmi les stratégies les plus intéressantes, on peut citer :

- **Stratégie de la meilleure évaluation** : On divise le nœud de meilleure évaluation parmi tous les nœuds actifs non explorés. Cette stratégie nécessite de l'espace mémoire.
- **Stratégie de recherche en profondeur** : A chaque séparation, on choisit le nœud de meilleure évaluation. Si la séparation n'aboutit à aucune solution faisable, on remonte d'un niveau et on choisit le meilleur nœud non exploré. Avec cette stratégie, on peut obtenir une solution rapidement.
- **Stratégie du plus prioritaire** : La priorité d'un nœud sur un autre peut dépendre d'un autre paramètre que l'évaluation. Par exemple, un nœud plus profond dans l'arbre avec une moins bonne évaluation aura plus de chances d'aboutir vers une solution.
- **Stratégie mixte** : On fixe le nombre de nœuds actifs non explorés à un seuil défini. On exploite la stratégie de meilleure évaluation tant que l'on est en dessous de ce seuil. Une fois, la limite atteinte, on utilise la stratégie de recherche en profondeur.

D. Adaptation à un problème de dimensionnement

Pour un problème de commande optimale, les paramètres de dimensionnement sont connus, le modèle combinatoire présenté table I peut être décrit par un modèle linéaire. Dès que les 2 paramètres de dimensionnement deviennent des inconnus, le modèle devient non linéaire.

Pour résoudre le problème, on choisit de discrétiser le dimensionnement de la pile à combustible et du nombre

de cellules du stockage d'énergie. Pour chaque combinaison de dimensionnement, on lui associe un modèle linéaire auquel on évalue une solution continue pour le problème initial relaxé (première étape du Branch & Bound). A partir de toutes ces évaluations racines, on démarre la méthode de séparation et évaluation en prenant la meilleure évaluation racine. Le parcours de l'arborescence pour chaque modèle de dimensionnement n'est pas nécessaire.

III. PREMIERS RÉSULTATS

A. Résultats d'optimisation

Les résultats d'optimisation pour différentes solutions ont permis de mettre en avant un gain financier par rapport à la solution avec un moteur diesel classique comme montré figure 5.

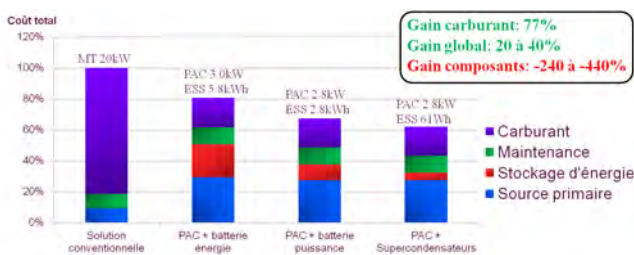


Fig. 5. Comparaison des résultats d'optimisation pour différentes configurations

Ainsi, malgré un surcoût de 240 à 440% suivant la configuration hybride utilisée, le coût global du véhicule diminue de 20 à 40%. L'économie en carburant atteint quant-à lui 77%.

Les contraintes de vieillissement ont un impact important dans le dimensionnement de la batterie de puissance. Afin de respecter la durée de vie minimale requise, il faut surdimensionner la batterie afin de limiter le C-rate dans les cellules pour limiter une dégradation prématurée des cellules.

B. Performances de la méthode déployée

La méthode déployée nécessite de modéliser tous les cas de dimensionnement sans avoir besoin de les explorer complètement. En utilisant la stratégie de meilleure évaluation, l'arborescence de chaque modèle est développée seulement si l'évaluation d'un nœud est meilleure par rapport à tous les nœuds actifs encore non explorés et créés sur les autres modèles.

L'algorithme a été testé sur un profil d'une durée de 26 pas de temps, avec 10 points de fonctionnement pour la commande de pile à combustible. Pour le dimensionnement, la puissance a été partagée en 11 combinaisons, de même pour le nombre de cellules dans le SSE. Dans la stratégie bi-niveau, tous les cas de dimensionnement ont été testés en utilisation là aussi l'algorithme de Branch & Bound (B& B) avec la stratégie de recherche par meilleure évaluation (Best Node Search ou BNS) puis la meilleure solution a été retenue. D'après les résultats présentés table II, il apparaît donc que la nouvelle méthode proposée est plus efficace car elle nécessite moins d'itérations pour atteindre le même résultat. A noter toutefois que l'optimalité de la solution n'est pas garantie car un seuil a été imposé sur le nombre d'itérations. La raison est expliquée ci-dessous.

Méthode	Bi-niveau	Nouvelle méthode
Temps de calcul	1h42	1min55
Méthode d'optimisation	B&B - BNS	B&B - BNS
Nombre total d'itérations	225251	5001

TABLE II: COMPARAISON DES TEMPS DE CALCUL PAR RAPPORT À UNE PROCÉDURE BI-NIVEAU PAR RECHERCHE EXHAUSTIVE

Un autre fait intéressant concerne la convergence de la solution optimale par rapport aux temps de calculs. La solution optimale est atteinte rapidement mais comme il est nécessaire d'explorer tous les nœuds restant afin de garantir l'optimalité de la solution, les temps de calculs sont en réalité beaucoup plus longs. De même, le nombre de points de discrétisation N a peu d'influence sur la solution finale. Il n'est donc pas nécessaire d'explorer toutes les solutions une fois la première solution atteinte. Ainsi la solution est atteinte en quelques minutes alors qu'il faut plusieurs heures pour explorer toute l'arborescence.

IV. CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES DE TRAVAIL

Les résultats de dimensionnement et de commande ont permis de mettre en avant un gain économique grâce à l'hybridation du système de puissance d'un engin de chantier. Les contraintes de vieillissement peuvent être des paramètres déterminants à prendre en compte dans le dimensionnement des composants. La démarche

d'optimisation étudiée permet de résoudre des problèmes non linéaires et non convexes en exploitant un linéaire en nombre entiers. La résolution du problème devient plus facile grâce aux méthodes de séparation et évaluation. L'intégration du dimensionnement ne nécessite pas d'explorer les solutions à partir de boucles imbriquées.

Par la suite, une analyse sera effectuée sur les paramètres de coût afin d'évaluer la sensibilité de la solution par rapport à des critères technico-économique fortement aléatoires et non précisés actuellement. La stratégie, valable pour l'utilisation de 2 sources, sera aussi étendue au dimensionnement d'un système avec 3 sources (Pile à Combustible + Batterie + Supercondensateurs). De même, une configuration hybride rechargeable sera aussi étudiée. Ensuite, La méthode sera étendue sur un système dynamique, plus précisément pour l'optimisation du dimensionnement et de la trajectoire d'un actionneur électromécanique.

RÉFÉRENCES

- [1] A. Chauvin, A. Sari, A. Hijazi, and E. Bideaux. Optimal sizing of an energy storage system for a hybrid vehicle applied to an off-road application. In *Advanced Intelligent Mechatronics*, Besançon, France, July 8-11 2014.
- [2] R. Da Fonseca. *Optimization of the sizing and energy management strategy for a hybrid fuel cell vehicle including fuel cell dynamics and durability constraints*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliqués de Lyon, 2013.
- [3] Reed T Doucette and Malcolm D McCulloch. A comparison of high-speed flywheels, batteries, and ultracapacitors on the bases of cost and fuel economy as the energy storage system in a fuel cell based hybrid electric vehicle. *Journal of Power Sources*, 196(3) :1163–1170, 2011.
- [4] Hosam K Fathy, Julie A Reyer, Panos Y Papalambros, and AG Ulsov. On the coupling between the plant and controller optimization problems. In *American Control Conference, 2001. Proceedings of the 2001*, volume 3, pages 1864–1869. IEEE, 2001.
- [5] Michel Minoux. *Programmation mathématique : théorie et algorithmes*. Éd. Tec et Doc, 2007.
- [6] N. Murgovski, L. Johannesson, J. Söberg, and B. Egardt. Component sizing of a plug-in hybrid electric powertrain via convex optimization. *Mechatronics*, 22 :106–120, 2012.
- [7] E. Silvas, T. Hofman, and M. Steinbuch. Review of optimal design strategies for hybrid electric vehicles. In *IFAC Workshop on Engine and Powertrain Control, Simulation and Modeling*, volume 3, pages 57–64, 2012.
- [8] John Wang, Ping Liu, Jocelyn Hicks-Garner, Elena Sherman, Souren Soukiazian, Mark Verbrugge, Harshad Tataria, James Musser, and Peter Finamore. Cycle-life model for graphite-lifepo4 cells. *Journal of Power Sources*, 196(8) :3942 – 3948, 2011.
- [9] Y. Zou, F. Sun, X. Hu, L. Guzzella, and H. Peng. Combined optimal sizing and control for a hybrid tracked vehicle. *Energies*, 5 :4697,4710, 2012.

Stratégies de commande des actionneurs électriques d'une mini-excavatrice pour l'efficacité énergétique et la gestion des chocs

Martin Gendrin

Jean-Yves Gauthier et Xuefang Lin-Shi, MIS, ACM

Résumé— Ce rapport présente dans un premier temps une technique de MLI hybride basée sur une FCS-MPC permettant de choisir la séquence de MLI à utiliser pour appliquer une consigne de tension à un convertisseur. La sélection sera basée sur un compromis entre la minimisation des pertes par commutation et des ondulations de courant, autorisant l'augmentation du rendement global. La deuxième partie du rapport décrira nos avancées concernant la problématique de chocs rencontrée dans le projet ELEXC.

I. INTRODUCTION

La prise de conscience globale des problèmes environnementaux par la société se fait sentir par une restriction des émissions polluante et sonore, et par le financement au niveau européen de projets innovants en terme de développement durable. C'est dans ce contexte que le projet ELEXC a été créé, avec pour mission de développer une mini-excavatrice tout électrique basée sur la structure déjà existante de type EC27. Il est organisé en FUI autour d'un conglomérat d'entreprises avec Volvo comme porteur de projet.

Les pistes de recherche associées au développement d'un système d'actionnement tout électrique novateur pour remplacer l'existant hydraulique sont évidemment nombreuses. D'une part, comme dans toute électrification embarquée, le rendement reste une problématique clef, et sa maximisation une nécessité pour obtenir l'autonomie voulue. D'autre part, les cycles de travail réalisés par la machine occasionnent de nombreux chocs axiaux sur les vérins électriques. L'utilisation d'une transmission mécanique de type vis-à-rouleaux satellites augmentant largement la raideur des actionneurs, une accélération du vieillissement du système d'actionnement issus des chocs est à prévoir. Une stratégie de commande les prenant en compte pourrait s'avérer utile pour augmenter la durée de vie du véhicule. Mes travaux de thèse se sont focalisés sur ces deux problématiques. Ils visent à déployer des solutions software permettant pour la topologie d'actionneur fixe du projet de maximiser le rendement de chaque actionneur et sa durée de vie.

Le reste de ce rapport s'organise en deux axes. Dans un premier temps, une technique hybride de modulation

de largeur d'impulsion (MLI) basée sur le contrôle prédictif à ensemble de commandes fini (FCS-MPC) sera présentée et les résultats de simulation viendront l'appuyer. Ensuite les perspectives de développement portant sur l'axe de la commande à raideur variable pour parer à la problématique des chocs seront définies.

II. LA TECHNIQUE DE MLI HYBRIDE BASÉE SUR UNE FCS-MPC

Pour gagner en consommation sur le nouveau système d'actionnement, nous nous sommes focalisés sur l'amélioration du rendement des actionneurs électriques linéaires qui le composent. Plusieurs lois de commande existantes dans la littérature peuvent être perçues comme une solution à cette problématique. Parmi elles, la FCS-MPC peut être un parfait candidat [1], [4],[12]. L'adaptabilité de sa fonction de coût permet entre autres de privilégier le rendement lors de la commande de la charge [4]. Cependant son contenu fréquentiel variable et la limitation de sa fréquence de commutation sont deux inconvénients majeurs. En terme de commande prédictive, une bonne alternative à la FCS-MPC est la commande dead-beat, qui possède l'avantage certain d'un contenu fréquentiel fixe. Dans cette méthode, le modèle discret de la charge est utilisé pour le calcul de la tension à appliquer de manière à annuler l'erreur de courant en un pas d'échantillonnage [5], [9]. La sortie du contrôleur est alors un vecteur de tension V_{ref} qui est appliqué par MLI au convertisseur.

Plusieurs séquences de MLI différentes permettent d'imposer un V_{ref} à un convertisseur donné. Chacune possède une ondulation du courant de charge et un facteur de pertes par commutation spécifiques. Des techniques hybrides de MLI commutant entre plusieurs séquences de MLI ont été développées afin de minimiser soit les ondulations de courant [11], [6], [8], soit le rendement global par l'intermédiaire des ondulations de courant et des pertes par commutation [14], [15]. Ces techniques hybrides présentent une piste d'optimisation de rendement intéressante, mais leur structure basée sur un partitionnement de secteur entraîne une rigidité contraignante.

Durant la première partie de ma thèse, nous nous sommes intéressés aux techniques hybrides de MLI pour imposer un V_{ref} fourni par une boucle de commande en amont, comme par exemple une commande Dead-Beat, non traitée ici. Notre approche est basée sur une FCS-MPC qui permet un compromis en temps réel entre les distorsions de courant de charge et les pertes par commutation du convertisseur quelque soit le point de fonctionnement considéré. Elle aboutit ainsi à une amélioration du rendement global accessible également par les techniques de MLI hybrides tout en gardant la flexibilité des FCS-MPC. Nous vous présenterons dans un premier temps les facteurs de distorsion de courant et de pertes par commutation spécifiques aux différentes séquences de MLI. Nous rappellerons ensuite le concept de la FCS-MPC avec ses avantages et ses inconvénients puis poserons les bases de notre approche. La technique hybride de MLI basée sur la FCS-MPC que nous proposons et son implémentation seront décrites, et les résultats de simulation venant appuyer notre développement clôtureront cette partie.

A. Distorsions de courant et pertes par commutation des différentes séquences de MLI

A.a Principe de base d'une MLI vectorielle

La multiplicité des séquences permettant d'appliquer un seul point de fonctionnement en tension à la sortie d'un onduleur triphasé trois bras deux niveaux résulte de la possibilité d'appliquer un système de tensions triphasées nul par deux configurations différentes : la (0) correspondant à la connexion des trois phases de la charge au potentiel bas du bus DC, et la (7) correspondant à la connexion de ces trois phases au potentiel haut du bus DC. Les configurations (1) à (6) restantes permettent d'appliquer des systèmes de tensions triphasées non nuls. Dans une MLI vectorielle, la consigne de tension à appliquer en sortie de l'onduleur est représentée dans le plan de Concordia par un vecteur V_{ref} d'amplitude v_{ref} et de déphasage α . De manière à imposer le système de tension résultant d'un tel vecteur, les deux vecteurs actifs ((1) à (6)) les plus proches de la référence vont être appliqués pour des temps T_1 et T_2 spécifiques, le vecteur zéro ((0) ou (7)) étant utilisé pour le reste de la période de MLI. Ainsi, le système de tensions triphasé obtenu égale le système de tensions de référence en valeur moyenne sur une période de MLI T_{MLI} .

En considérant les contraintes qu'au plus trois commutations peuvent avoir lieu pendant la demi-période de MLI et que seulement une phase peut commuter pen-

dant un changement d'état de commutation, il existe alors 7 séquences possibles sur une demi-période qui appliquent le même vecteur de tension V_{ref} :

- (0127;7210) la séquence conventionnelle utilisée pour une MLI vectorielle standard. Elle répartit le temps d'application du vecteur nul équitablement entre les états de commutation (0) et (7) ;
- (012;210) et (721;127), les séquences de blocage qui utilisent soit l'état de commutation (0), soit le (7). Un blocage d'une phase à un des potentiels du bus DC en résulte ;
- (0121;1210), (1012;2101), (2721;1272) et (7212;2127) les séquences spéciales qui sont dérivées des séquences de blocage et induisent une double commutation d'un des vecteurs actifs.

Dans un premier temps pour le développement de notre commande, seules les séquences conventionnelle et de blocage vont être utilisées. La figure 1 présente l'application d'un point de fonctionnement en sortie de l'onduleur par ces trois types de séquences.

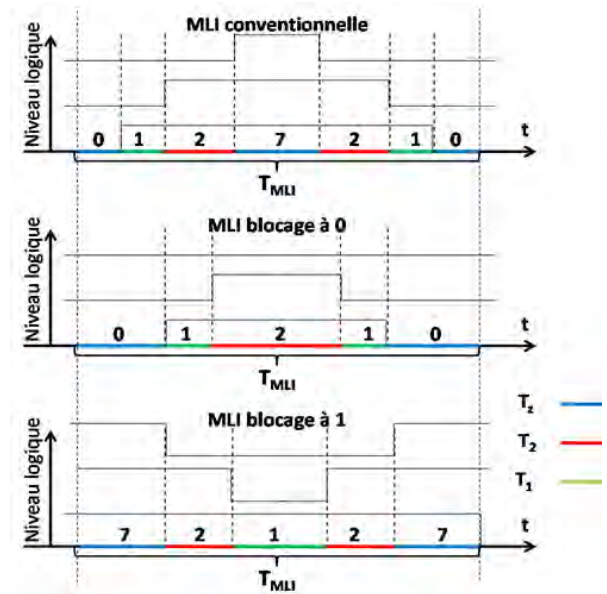


Fig. 1. Application d'un point de fonctionnement avec, en haut, la séquence conventionnelle (0127;7210), au milieu, la séquence de blocage (012;210) et, en bas, la séquence de blocage (721;127)

A.b Le facteur de distorsion

On considérera le cas d'une charge inductive avec une distorsion harmonique de faible amplitude par rapport au fondamental du courant. Comme mentionné précédemment, chaque séquence aboutit, en valeur moyenne, à imposer le même système de tensions triphasé représenté par V_{ref} . Cependant, en instantané,

le vecteur d'erreur de tension est spécifique à chaque séquence et son intégrale, définie comme l'ondulation de flux statorique, est une mesure de la distorsion de courant induite par la séquence utilisée. Ce vecteur est usuellement exprimé dans un repère d-q dont l'axe q est aligné à V_{ref} . L'équation (1) permet alors d'obtenir la valeur efficace de l'ondulation de flux statorique grâce aux composantes d et q de l'erreur de tension :

$$F_{SEQ} = \frac{T_{MLI}}{2} \sqrt{C_{0(SEQ,\alpha)} v_{ref}^2 + C_{1(SEQ,\alpha)} v_{ref}^3 + C_{2(SEQ,\alpha)} v_{ref}^4} \quad (1)$$

Dans cette équation, SEQ représente la séquence utilisée dans la période de MLI, les fonctions $C_{i(SEQ,\alpha)}$ sont tirées de [15].

L'ondulation de courant présentée en figure 2 se calcule alors à partir de l'ondulation de flux statorique et de la valeur de l'inductance de la charge.

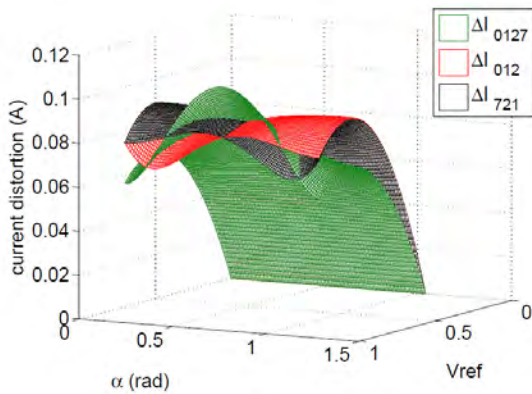


Fig. 2. Facteur de distorsion de courant en fonction de v_{ref} et de α pour les trois séquences considérées

A.c Les pertes par commutation

Outre les distorsions de courant, les pertes par commutation sont représentatives des pertes globales dans l'ensemble onduleur/charge. Les séquences se différencient aussi bien par leur période de MLI que par le nombre de commutations qu'elles impliquent. Un facteur de pertes par commutation est donc spécifiquement défini pour chaque séquence comme la somme des pertes dans chaque bras sur une période de MLI, comme le montre l'équation (2).

$$P_{0127} = \frac{1}{T_{pwm}} V_{DC} \cdot \gamma \cdot \left(\frac{t_{on} + t_{off}}{2} \right) \cdot (|i_A| + |i_B| + |i_C|)$$

$$P_{012} = \frac{2}{3T_{pwm}} V_{DC} \cdot \gamma \cdot \left(\frac{t_{on} + t_{off}}{2} \right) \cdot (|i_i| + |i_j|) \quad (2)$$

$$P_{721} = \frac{2}{3T_{pwm}} V_{DC} \cdot \gamma \cdot \left(\frac{t_{on} + t_{off}}{2} \right) \cdot (|i_i| + |i_j|)$$

Dans ces équations, les pertes par commutation P_{0127} sont égales à la somme des pertes par commutation des trois bras. V_{DC} correspond à la tension du bus DC, t_{on} et t_{off} sont les temps d'amorçage et de blocage des transistors utilisés, γ est un facteur spécifiant la forme des courants dans les transistors pendant l'amorçage et le blocage. Pour les séquences de blocage, les pertes par commutation P_{012} et P_{721} sont égales à la somme des pertes par commutation dans les deux bras commutant, avec I et J = A, B ou C dépendamment du point de fonctionnement.

Les facteurs de distorsion et de pertes par commutation sont liés à une partie des pertes de l'association onduleur/charge. En les prenant en compte dans la commande, il est possible de les réduire, et donc d'augmenter le rendement global. La FCS-MPC offre une possibilité d'effectuer cette optimisation, comme nous allons le voir dans la section suivante.

B. Commande prédictive à ensemble de commandes fini

La commande prédictive à ensemble de commande fini est particulièrement adaptée aux systèmes de contrôle qui possèdent un ensemble discret de sorties, comme l'explique [7]. Grâce à la mesure du vecteur d'états $x(k)$, le contrôleur calcule la valeur prédite du vecteur d'états après une période d'échantillonnage $x(k+1)$ en se basant sur le modèle de la charge pour chaque sortie possible du système de contrôle. Toutes les valeurs prédites obtenues et le vecteur d'états de référence sont intégrés dans une fonction de coût défini par l'utilisateur. La sortie du système de contrôle qui minimise cette fonction de coût va être sélectionnée et appliquée. La figure 3 présente un schéma-bloc décrivant ce principe de base.

La FCS-MPC s'adapte très bien à la commande d'onduleur trois-bras deux niveaux relativement à sa caractéristique discrète. On peut ainsi trouver dans la littérature de nombreuses implémentations destinées à la commande de machine synchrone à aimants permanents [13], [2], [3], [7]. Cependant malgré sa bonne dynamique et sa grande adaptabilité, la FCS-MPC pos-

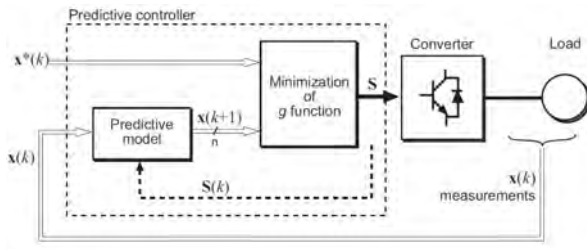


Fig. 3. Principe de base de la FCS-MPC pour une association standard convertisseur/charge

sède un inconvénient important. La valeur minimale du temps entre deux commutations successives est égale à la période d'échantillonnage. Ainsi pour aboutir à une bonne précision dans la commande, il est nécessaire d'imposer une fréquence d'échantillonnage relativement importante, ce qui n'est pas le cas pour une commande utilisant une MLI.

Pour cette raison, nous proposons une technique hybride de MLI pour imposer la consigne de tension à l'onduleur. Cette technique intègre un contrôleur FCS-MPC qui considèrera comme modèle discret de la charge l'association des deux facteurs développés dans la partie précédente et, comme ensemble de commande fini, les différentes séquences de MLI. Il sélectionne alors la séquence de MLI à utiliser pour appliquer la consigne de tension en sortie de l'onduleur par compromis entre pertes par commutation et distorsion de courant.

C. La technique hybride de MLI basée sur la FCS-MPC

La technique hybride de MLI basée sur la FCS-MPC permet de sélectionner en temps réel la séquence de MLI à utiliser par compromis entre les pertes par commutation et les distorsions de courant. La figure 4 présente l'implémentation de cette technique. Elle reçoit, comme entrée, à chaque pas d'échantillonnage T_s , le vecteur de tension de référence $V_{ref}(k)$ à imposer à l'onduleur. Grâce à ce vecteur, le contrôleur FCS-MPC définit les prédictions des facteurs de pertes par commutation $P_{SEQ}(k+1)$ et de distorsion de courant $\Delta I_{SEQ}(k+1)$ pour les séquences (0127;7210), (012;210) et (721;127). Les prédictions sont ensuite intégrées dans la fonction de coût $g(P_{SEQ}(k+1), \Delta I_{SEQ}(k+1))$ définie par l'équation (3), avec β un facteur de pondération qui permet de situer le compromis.

$$g(P_{SEQ}(k+1), \Delta I_{SEQ}(k+1)) = \Delta I_{SEQ}(k+1) + \beta \cdot P_{SEQ}(k+1) \quad (3)$$

Le contrôleur sélectionne la séquence qui minimise la fonction de coût définie par (3). L'avantage de la technique proposée réside dans le fait que seule la réalisation des séquences a besoin d'un pas de calcul très inférieur à T_s . Elles pourront être implémentées facilement sur FPGA (Field-Programmable Gate Array) avec un pas de calcul TFPGA. De manière à rendre la fréquence de commutation moyenne sur une période de fondamentale indépendante de la séquence utilisée, la période de MLI de la séquence conventionnelle sera fixée à T_{MLI} et celle des séquences de blocage à $2/3T_{MLI}$. Pour assurer un échantillonnage au début d'une période de MLI quelque soit la séquence choisie, nous imposerons un pas d'échantillonnage T_s du contrôleur FCS-MPC à $2 \cdot T_{MLI}$.

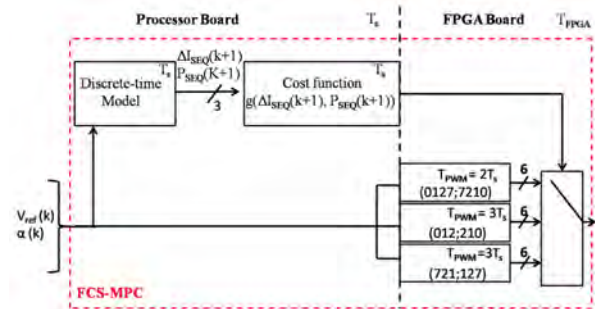


Fig. 4. Schéma bloc de la technique hybride de MLI basée sur une FCS-MPC proposée

D. Les résultats de simulation

La technique hybride de MLI basée sur la FCS-MPC a été implémentée sur Matlab/Simulink avec un modèle de MSAP standard en tant que charge. Les caractéristiques générales du moteur, identifiées en interne sur un banc de test, sont données dans le tableau I. La tension du bus DC utilisée est de 500V, et la fréquence de MLI F_{MLI} a été définie à 24kHz pour la séquence conventionnelle. Le pas de simulation T_{FPGA} a été imposé à un millième de $3/2 \cdot F_{MLI}$ pour offrir une bonne précision sur une période de MLI, et la durée de simulation est d'une période électrique.

D.a Réduction des distorsions de courant

Dans un premier temps, nous imposons le facteur de pondération β à 0 de manière à n'agir que sur les distorsions de courant, et comparons les capacités de notre technique par rapport à deux techniques usuelles : une MLI conventionnelle et une 30° clamp [10]. Le système global est simulé en régime permanent avec un moteur

TABLE I: CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES DU MOTEUR UTILISÉ COMME CHARGE

résistance par phase (Ω)	2.06
inductance par phase (H)	$9.15 \cdot 10^{-3}$
nombre de paires de pôles	3
coefficient de flux (Wb)	0.29
coefficient de friction ($\frac{Nm}{rad/s}$)	$3 \cdot 10^{-3}$
inertie du rotor ($kg \cdot m^2$)	$1.28 \cdot 10^{-3}$

à vide pour trois vitesses différentes : 1000 tr/min, 2200 tr/min et 3100 tr/min, de manière à couvrir une grande partie du domaine de variation de l'indice de modulation. Pour quantifier la qualité de notre méthode, le ratio $di(\%)$ entre la hauteur de l'ondulation de courant et sa valeur crête est calculé grâce à l'équation (4) pour les différentes techniques de MLI utilisées. Les résultats sont donnés dans le tableau II.

$$di(\%) = \frac{100}{I_{max}} \cdot \frac{\sum_{k=1}^N \sqrt{\Delta i_a^2(k) + \Delta i_q^2(k)}}{N} \quad (4)$$

 TABLE II: $di(\%)$ POUR CHAQUE POINT DE FONCTIONNEMENT

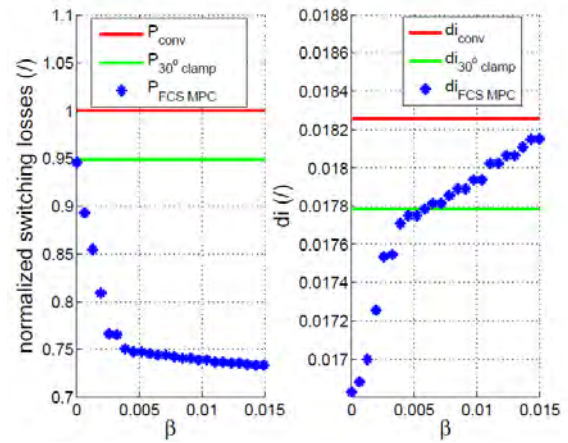
	1000 tr/min	2000 tr/min	3100 tr/min
MLI conventionnelle	2.9	6.9	10.9
MLI 30° clamp	3.6	6.2	7.6
notre méthode	2.9	5.9	7.6

Les données du tableau II démontrent bien une amélioration de la distorsion de courant obtenue avec notre méthode de MLI basée sur la FCS-MPC, quelque soit le point de fonctionnement.

D.b Compromis entre les pertes par commutation et les distorsions

Les simulations présentées dans cette partie tendent à montrer les effets de la variation de β sur les distorsions de courant et les pertes par commutation pour le point nominal de la machine, caractérisé par une vitesse de 3000 tr/min, un courant i_q de 5A et un déphasage d'environ 15° .

La figure 5 montre les pertes par commutation (à droite) et le ratio $di(\%)$ à gauche pour notre technique hybride de MLI (en *) en fonction de β qui évolue de 0 à 0,015. Les pertes par commutation sont normalisées par rapport à celles de la MLI conventionnelle. Ces


 Fig. 5. à gauche les pertes par commutation normalisées, à droite le ratio $di(\%)$ pour les trois techniques de MLI

deux grandeurs sont aussi tracées pour la MLI vectorielle conventionnelle (en rouge) et la technique de MLI 30° clamp (en vert).

Ce fonctionnement met bien en valeur le compromis que l'utilisateur est capable de faire grâce à notre technique hybride de MLI basée sur la FCS-MPC, avec les gains associés, et valide donc le bienfondé de notre développement.

III. LA GESTION DES CHOCs

Le manque de modèles et d'expérimentation autour de la vis à rouleaux satellites dans la littérature ne nous a pas permis par ce biais de développer une connaissance claire sur sa dynamique, entre autre en haute fréquence, alors que cette transmission représente la pierre angulaire de nos actionneurs.

Basée sur ces faits, une approche expérimentale a été préférée, avec l'utilisation du banc de test mis en place dans nos locaux. Deux étapes sont dans ce sens nécessaires. La première a été de mesurer sur la mini-excavatrice existante les chocs dus au fonctionnement pour mieux appréhender leurs durées et leurs amplitudes, ceci afin de définir le profil à imposer en charge à l'actionneur électrique. A cette fin, une EC27C a été instrumentée avec un accéléromètre sur le godet, des capteurs de pression sur les deux chambres sur chaque vérin hydraulique linéaire et un gyroscope sur la cabine. Les chocs ont ensuite été effectués équipement tendu. Deux accéléromètres ont été cassés successivement sur le godet, permettant toutefois de quantifier une accélération supérieure à 500g, mais malheureusement pas le temps de montée. Les résultats ne peuvent pas être présentés ici pour des raisons de confidentialité.

Malgré le manque d'information sur le choc d'entrée

sur le godet, il est possible grâce à ces données d'estimer le temps de montée du résiduel du choc sur la cabine à environ 8ms pour une amplitude de 218g, laissant espérer une possible évolution de commande, au moins au niveau de la flèche.

A. perspectives de travail

L'installation du banc de test nécessaire à la validation de la version de base de la technique hybride de MLI basée sur la FCS-MPC est en bonne voie d'être terminée. La commande ayant d'ores et déjà été adaptée à la solution dSpace utilisée, les résultats expérimentaux devraient pour cette version être disponibles avant août. Une deuxième version intégrant les séquences spéciales pourra ensuite être envisagée.

Dans le cadre de l'étude des chocs, la capacité du banc de test à atteindre la dynamique adéquate à la simulation de chocs côté hydraulique va être mise à l'épreuve. Une fois cette dynamique atteinte, la réversibilité de la vis sous de telles contraintes va être testée. Nous pourrions ensuite d'une part décider si l'installation d'un accéléromètre est nécessaire ou non au captage du choc, et d'autre part démarrer le développement de la commande à raideur variable.

IV. CONCLUSION

Durant cette année et demi de thèse, nous avons mis en place les bases théoriques d'une technique hybride de MLI basée sur la FCS-MPC permettant une réduction des pertes globales de l'association onduleur/charge par compromis entre les pertes par commutation et les distorsions de courant. Celle-ci a été validée en simulation et est en court de traitement d'un point de vue expérimentale. En terme de traitement de chocs, les avancés dans la mise en place du banc nous permettent une régulation en vitesse du vérin électrique avec une simulation de charge active par le vérin hydraulique, permettant une campagne de mesure de chocs sur l'existant.

RÉFÉRENCES

- [1] P. Correa, M. Pacas, and J. Rodriguez. Predictive torque control for inverter-fed induction machines. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 54(2) :1073–1079, April 2007.
- [2] P. Cortes, J. Rodriguez, D.E. Quevedo, and C. Silva. Predictive current control strategy with imposed load current spectrum. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 23(2) :612–618, 2008.
- [3] E.J. Fuentes, J. Rodriguez, C. Silva, S. Diaz, and D.E. Quevedo. Speed control of a permanent magnet synchronous motor using predictive current control. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, pages 390–395, 2009.
- [4] J.-Y. Gauthier, X. Lin-Shi, and A. Avramoae. Predictive control with efficiency optimization and normalization for a multilevel converter. In *Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE), 2013 IEEE International Symposium on*, pages 1–6, Oct 2013.
- [5] T.G. Habetler and R.G. Harley. Power electronic converter and system control. *Proceedings of the IEEE*, 89(6) :913–925, Jun 2001.
- [6] V. Hari and G. Narayanan. Space-vector-based hybrid pulse width modulation technique to reduce line current distortion in induction motor drives. 5 :1463–1471(8), 2012.
- [7] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez. Model predictive control – a simple and powerful method to control power converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 56(6) :1826–1838, June 2009.
- [8] H. Krishnamurthy, G. Narayanan, R. Ayyanar, and V. T. Ranganathan. Design of space vector-based hybrid pwm techniques for reduced current ripple. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*, volume 1, pages 583–588 vol.1, 2003.
- [9] Hyung-Tae Moon, Hyun-Soo Kim, and Myung-Joong Youn. A discrete-time predictive current control for pmsm. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 18(1) :464–472, 2003.
- [10] G. Narayanan, H.K. Krishnamurthy, Di Zhao, and R. Ayyanar. Advanced bus-clamping pwm techniques based on space vector approach. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 21(4) :974–984, 2006.
- [11] G. Narayanan, V. T. Ranganathan, Di Zhao, H.K. Krishnamurthy, and R. Ayyanar. Space vector based hybrid pwm techniques for reduced current ripple. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 55(4) :1614–1627, 2008.

- [12] J. Rodriguez and P. Cortes. *predictive control of power converters and electrical drives*. Wiley, 2012.
- [13] J. Rodriguez, J. Pontt, C.A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, and U. Ammann. Predictive current control of a voltage source inverter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 54(1) :495–503, 2007.
- [14] D. Zhao, G. Narayanan, and R. Ayyanar. Switching loss characteristics of sequences involving active state division in space vector based pwm. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, volume 1, pages 479–485 Vol.1, 2004.
- [15] Di Zhao, V.S.S.P.K. Hari, G. Narayanan, and R. Ayyanar. Space-vector-based hybrid pulse-width modulation techniques for reduced harmonic distortion and switching loss. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 25(3) :760–774, 2010.

Modélisation prédictive d'une chaîne d'entraînement électrique complète en milieu aéronautique.

Kevin LOUDIERE

*Christian VOLLAIRE, Ampère, François COSTA, SATIE,
Houmam MOUSSA et Régis MEURET, Labinal Power Systems*

Abstract— This thesis focuses on predictive modeling of a power electronic system that combines an inverter, cable and actuator in aeronautical environment. We want to define the rules that allow us to correctly model the system up to 50 MHz. The base of this work is done in the time domain and contains a parametric study on the bench coupled with simulations performed by the software Saber. The studied parameters are parameters already known like the switching frequency or commutation time and less known parameters like the temperature and the electrical frequency of the output of the inverter. This report compiles the results obtained on these two points and the remaining problems, including the model of the source and the interaction power control.

Résumé— Cette thèse porte sur la modélisation prédictive d'un système d'entraînement associant un onduleur, un câble et un actionneur en milieu aéronautique. Elle a pour but de définir des règles qui permettent de modéliser correctement une chaîne complète et ce jusqu'à 50 MHz. La base de ce travail qui s'effectue dans le domaine temporel comporte une étude paramétrique sur le banc couplée à des simulations réalisées avec le logiciel Saber. Les paramètres étudiés sont des paramètres déjà connus comme la fréquence de découpage ou les temps de commutation auxquels vont s'ajouter les paramètres température et fréquence électrique de sortie de l'onduleur. Ce rapport met en avant les résultats obtenus sur ces deux points et les problèmes qui subsistent, notamment sur le modèle de la source et sur les interactions puissance-commande.

I. INTRODUCTION

A. Contexte

Cette thèse s'inscrit dans le contexte du développement de l'avion plus électrique. La recherche de l'amélioration de la qualité et de la sécurité des vols a entraîné une augmentation de la puissance électrique embarquée due à la multiplication des sources et actionneurs électriques (des écrans vidéo aux freins du train d'atterrissage en passant par

le système de ventilation et les gouvernes de vol...). L'ajout d'un système électrique dans un réseau de n systèmes entraîne potentiellement n fois plus d'interactions électromagnétiques indésirables. Il est donc important de connaître ces interactions pour pouvoir les éliminer ou au moins les réduire. La maîtrise de ces interactions doit aboutir à des contre-mesures CEM optimisées : ni surdimensionnées, ce qui entraînerait un excédent de poids, ni sous-dimensionnées, ce qui nuirait à la sûreté de fonctionnement. La thèse a débuté en Avril 2013. Elle s'effectue dans le cadre d'un contrat CIFRE entre la société Labinal Power Systems (anciennement Hispano-Suiza), le laboratoire Ampère et le laboratoire SATIE. Labinal Power Systems est une entreprise appartenant au groupe SAFRAN et est spécialisée dans l'électronique de puissance embarquée dans le milieu aéronautique. La thèse se fait dans le département de Méthodes pour l'Ingénierie des Systèmes sous la direction de Christian Vollaire pour le laboratoire Ampère et dans le département Composants et Systèmes pour l'Energie Electrique sous la direction de François Costa pour le laboratoire SATIE.

B. Particularités de la thèse

Cette thèse porte sur l'étude CEM d'une chaîne d'entraînement classique en milieu aéronautique (*Figure 1*).

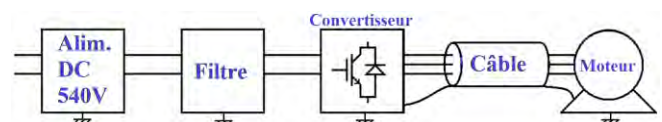


Figure 1: Chaîne électrique classique

Elle s'inscrit dans la continuité des thèses qui ont été menées par Revol [1], Weens [2], Genoulaz [3] et Doorgah [4]. Le système étudié est composé d'un onduleur triphasé à base d'IGBT et d'un moteur

synchrone à aimants permanents. Pour compléter l'étude, on ajoute dans certains cas un filtre ou un câble triphasé blindé. Le but de cette thèse est de pouvoir prédire les perturbations CEM sur une gamme de fréquence allant de 10 kHz à 50 MHz pour pouvoir commencer à prédire les perturbations rayonnées pour les fréquences supérieures à 30 MHz. Pour cela, le système est modélisé sous la forme d'un ensemble de composants passifs et actifs formant un circuit électrique équivalent sur le logiciel SABER grâce aux mesures qui sont effectuées sur le banc. Une étude paramétrique a été menée sur le système étudié pour comprendre l'impact de différents paramètres tels que la fréquence de découpage et les temps de commutations des transistors. Un autre paramètre va être également étudié, il s'agit de la température. Finalement, cette thèse doit aboutir à la création d'un outil ingénieur qui a pour but d'aider à la conception d'un système classique d'électronique de puissance. Cette outil permettra de connaître quels sont les limitations du modèle, en fréquence notamment, et quels sont les moyens disponibles pour améliorer la précision du modèle, qu'il soit établi à partir de mesures ou à partir de calculs théoriques. Une optimisation, d'un point de vue CEM, à partir du modèle réalisé est envisagée pour compléter l'outil d'aide à la conception.

II. SYSTEMES ETUDIÉS

A. Hacheur BUCK

Avant de mener l'étude du système complet, un système plus simple a été conçu : un hacheur BUCK (Figure 2).

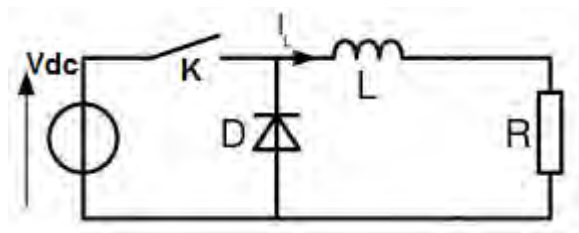


Figure 2 : Schéma hacheur Buck

Ce convertisseur DC-DC a été développé pour pouvoir travailler avec un système plus simple que l'onduleur triphasé. Il n'y a en effet que deux composants semiconducteurs de puissances actifs : le transistor qui va découper le courant et la diode de roue libre qui va assurer la continuité du courant dans la charge. Les composants utilisés sont contenus dans le module de puissance utilisé dans l'onduleur triphasé (Module APTGT25X120T3G développé par Microsemi). Le refroidissement du composant est réalisé grâce à la convection naturelle sur les ailettes du radiateur en aluminium sur lequel est vissé le module. La commande rapprochée est composée d'un driver CONCEPT. L'interface entre la commande

rapprochée et l'utilisateur est réalisée grâce à une autre carte. Cette dernière permet de contrôler la fréquence de découpage et le rapport cyclique. La charge est constituée de 4 résistances de 10Ω en séries et d'une inductance à air d'environ 3mH. Les interconnexions sont effectuées à l'aide de câbles monofilaires non blindés. Deux RSILs sont utilisés sur le bus DC entre le convertisseur et l'alimentation de puissance. L'ensemble est posé sur un plan de masse en cuivre.

B. Onduleur triphasé

Ce système est composé du même module de puissance que pour le hacheur précédent. Dans ce cas, tous les composants sont utilisés (6 IGBTs et 6 diodes). Trois cartes de commande rapprochée sont utilisées pour pouvoir piloter les bras (une carte par phase (Figure 3)).

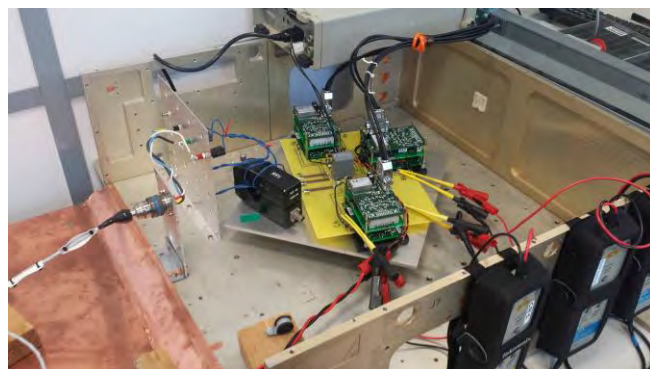


Figure 3 : Convertisseur utilisé

Deux options sont ajoutées à l'interface : la possibilité de faire varier la fréquence électrique de sortie du convertisseur (0 à 100 Hz) et la possibilité de faire varier le taux de modulation. La charge utilisée est un moteur synchrone à aimant permanent de 5 kW et sa connexion au convertisseur est assurée par un câble triphasé blindé. Le reste du système reste inchangé par rapport à la configuration précédente

III. ETUDE PARAMETRIQUE

A. Contexte

L'état de l'art a mis en avant l'importance de la modélisation de la source de bruit [4]. Les premiers travaux de cette thèse ont été menés dans ce sens. L'objectif des simulations et des mesures est de pouvoir identifier quel est l'impact de différents paramètres du convertisseur et de la commande sur les perturbations électromagnétiques. Nous pourrions alors envisager une modélisation sous forme de "boite noire" du composant ou de la cellule de commutation comme cela a été mené dans les travaux de Labrousse [5] et de Hrigua [6] par exemple. Les travaux devront permettre de trouver une façon simple de tirer les

paramètres constitutifs de la représentation à partir d'une mesure ou des datasheets des composants. Les paramètres étudiés sont les suivants :

- Fréquence de commutation (1/T)
- Rapport cyclique (α)
- Temps de montée ($T_{montée}$)
- Temps de descente ($T_{descente}$)
- Amplitude du signal (V)
- Ordre de la fréquence électrique du moteur dans le cas de la mesure (Hz)

B. Modèle théorique

Un modèle mathématique simple a été créé dans un premier temps afin de pouvoir observer l'influence de ces paramètres. La forme la plus simple à étudier est celle d'un trapèze. La méthode utilisée a été proposée par Costa [7]. La première partie du trapèze est composée d'une fonction $tr(t)$ correspondant au front de blocage puis d'une fonction mathématique $f(t)$ infiniment dérivable. La seconde partie du trapèze est constituée d'une fonction mathématique $g(t)$ infiniment dérivable et d'une fonction $tf(t)$ correspondant au front d'amorçage (Figure 4). Les fonctions $f(t)$ et $g(t)$ sont telles que :

$$Trapèze(t) = tr(t) \cup f(t) + g(t) \cup tf(t) \quad (1)$$

Avec $f(t)+g(t) = V$.

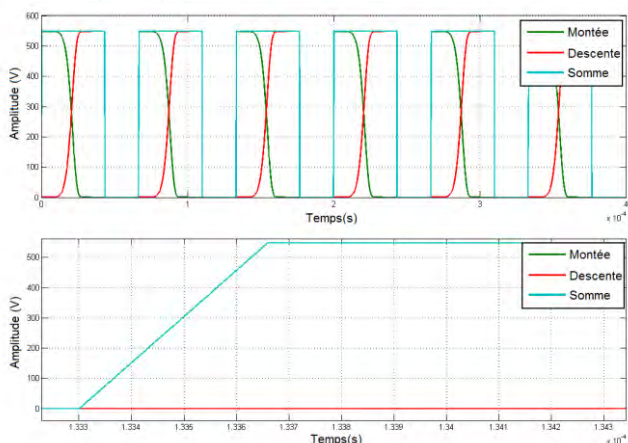


Figure 4: Décomposition du trapèze théorique sous la forme de deux fonctions

Avec ce modèle théorique, l'impact de la tension de bus DC consiste seulement en une élévation ou une diminution des niveaux du spectre de la tension aux bornes du transistor. Le rapport cyclique n'a pas d'impact sur l'enveloppe du spectre mais l'amplitude des harmoniques est touchée. L'augmentation de la fréquence de commutation n'a pas d'impact sur la forme du spectre mais décale les harmoniques vers les hautes fréquences. Les temps de commutations impactent les harmoniques pour des fréquences supérieures à la fréquence équivalente de commutation.

$$F_{eq_com} = 1 / (\pi \cdot (T_{montée} \text{ ou } T_{descente})) \quad (2)$$

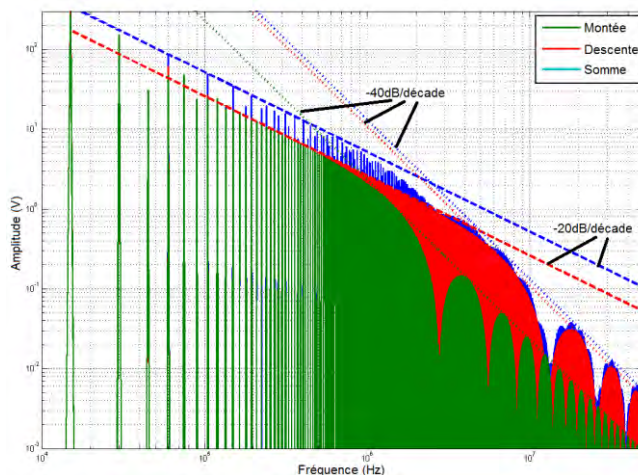


Figure 5: Spectres et asymptotes des signaux étudiés

La décomposition du trapèze nous permet d'analyser plus finement quel est l'impact de ces paramètres sur la forme du spectre (Figure 5).

Dans le cas de la figure ci-dessus, le temps de montée est plus long que le temps de descente. On voit que dans ce cas le spectre est très peu impacté par sa composante liée au temps de montée mais par contre, il dépend beaucoup du temps de descente. Son évolution est relativement simple si on regarde ses asymptotes : une décroissance à -20dB/décade jusqu'à la fréquence équivalente de commutation la plus faible (ici montée) puis décroissance du spectre complet pour atteindre le niveau du spectre correspondant à la descente. L'asymptote a de nouveau une pente à -20dB/décade jusqu'à la fréquence équivalente au temps de descente. La pente de l'asymptote est ensuite de -40dB/décade. On en déduit que la forme globale du spectre est liée au temps de commutation le plus court. Le temps de commutation le plus long a un impact théorique de 6dB au maximum qui correspond au rapport 2 qui existe entre le niveau du spectre complet et ceux des composantes du trapèze.

C. Mesures réalisées

1) Mesures réalisées sur le hacheur

Pour vérifier ces observations théoriques, nous avons effectué des mesures aux bornes du transistor (Figure 6). La comparaison des signaux temporels permet de voir que les temps de commutation du signal théorique sont relativement proches de la réalité mais il existe néanmoins de nombreux phénomènes qui ne sont pas représentés. L'observation du spectre (Figure 7) met en évidence l'existence d'un bruit de mesure à environ 30 mV. Il correspondrait au bruit généré par la sonde différentielle. La tension observée possède une trop grande dynamique (6 décades) et ce problème risque d'être récurrent et difficile à compenser. On observe cependant que le comportement des spectres pour des fréquences inférieures à 10 MHz est globalement équivalent.

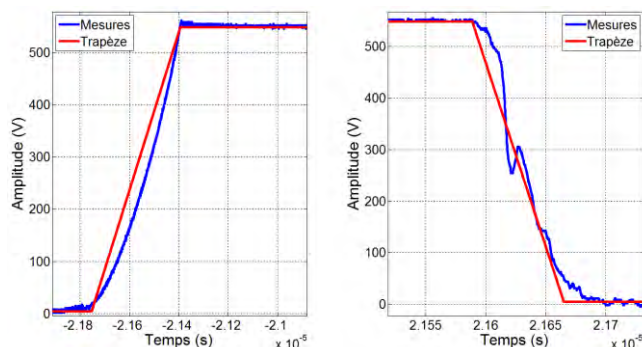


Figure 6: Commutations entre les tensions mesurées (bleu) et modélisées (rouge)

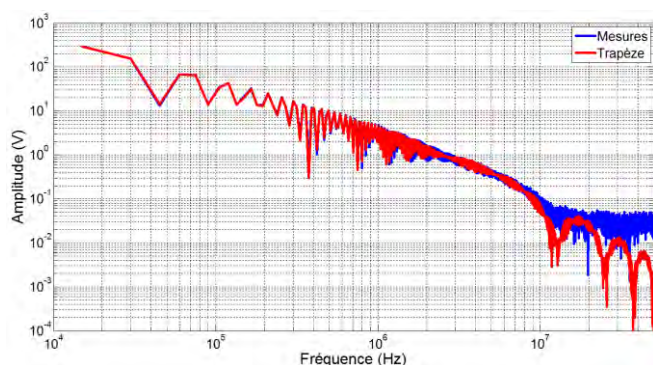


Figure 7 : Comparaison entre les spectres mesuré (bleu) et modélisé (rouge)

L'utilisation de modèles plus complexes pour représenter les commutations permet d'augmenter la fréquence maximale de validité du modèle. L'utilisation de paraboles pour représenter l'amorçage permet notamment d'aller jusqu'à 20MHz. Les mesures effectuées permettent de confirmer les observations théoriques effectuées. On note néanmoins qu'à haute fréquence, la forme des spectres n'est plus exactement la même. Il est notamment probable que la tension aux bornes des transistors modifie la valeur des capacités parasites et donc que les spectres soient différents.

2) Mesures réalisées sur l'onduleur

L'analyse de l'impact de la fréquence électrique en sortie d'onduleur a été menée sur l'onduleur triphasé. Les résultats précédents indiquaient que le rapport cyclique n'avait pas beaucoup d'impact sur la forme du spectre. Cependant, une modulation sinusoidale du rapport cyclique a un impact très fort sur le spectre observé : les asymptotes n'ont par exemple plus des pentes à -20 et -40dB/décade (Figure 8). Pour mieux comprendre ce phénomène, nous avons choisi d'étudier le signal avec une représentation temps-fréquence. Cette représentation permet de visualiser les variations du spectre en fonction du temps. L'impact de la fréquence électrique en sortie de l'onduleur (felec) est visible sur le spectrogramme (Figure 9). Il

n'y a pas seulement une raie comme pour le fonctionnement en mode hacheur mais plusieurs qui sont disposées de manière symétrique autour des harmoniques de découpage. Les fréquences de ces raies semblent varier sinusoidalement entre 0 et felec (ici 100 Hz). Une observation plus fine du spectre montre l'existence de raies supplémentaires invisibles sur le spectrogramme présenté ci-dessous. Ces raies sont éloignées d'un multiple entier de felec. L'existence de plusieurs raies autour de l'harmonique de découpage pourrait expliquer l'existence d'asymptote avec des pentes différentes de -20db/décades et -40db/décade.

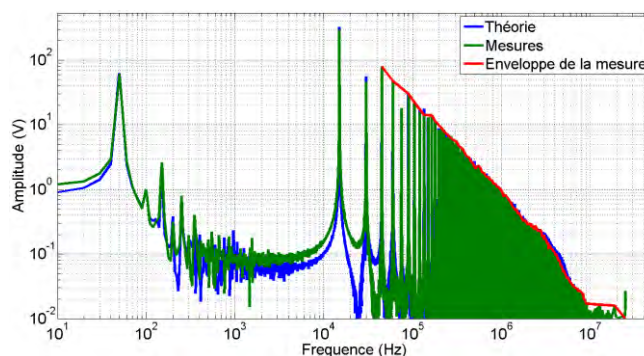


Figure 8: Spectre des tensions mesurées

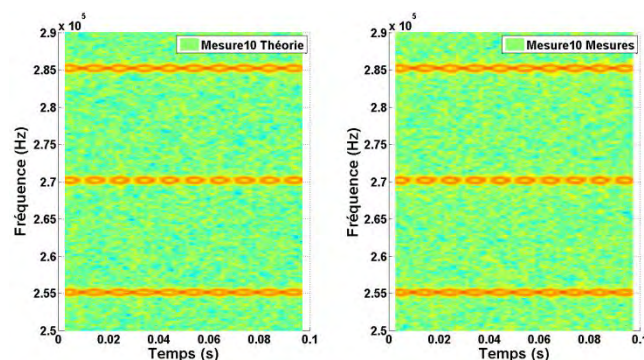


Figure 9: Comparaison spectrogrammes théorique et mesuré

La modélisation d'un signal théorique à base de trapèzes modulés en largeur nous permet d'obtenir un spectrogramme similaire. Une seconde analyse temps fréquence sera effectuée pour analyser les variations des temps de commutations et leur impact sur le spectre dans le temps.

IV. MODELISATION DU SYSTEME

A. Chemins de propagation

Les chemins de propagations ont été modélisés à partir de mesures effectuées avec un analyseur d'impédance et de simulations avec le logiciel InCa3D. Bien que les mesures soient effectuées dans le domaine fréquentiel, les éléments tels que la capacité de découplage, la charge et les interconnexions filaires sont représentés sous forme de circuits électriques

équivalents à base d'éléments passifs pour permettre une simulation dans le domaine temporel. Un soin particulier a été porté au modèle de la charge (Figure 10). La méthode utilisée a été proposée par Rondon [8]. Elle consiste à mesurer 3 impédances pour déterminer un modèle en Π avec une impédance de mode différentiel et deux impédances de mode commun. L'utilisation d'une méthode de vector fitting permet d'obtenir un modèle mathématique de chacune de ces impédances jusqu'à 50 MHz. Ce modèle est ensuite introduit dans Saber.

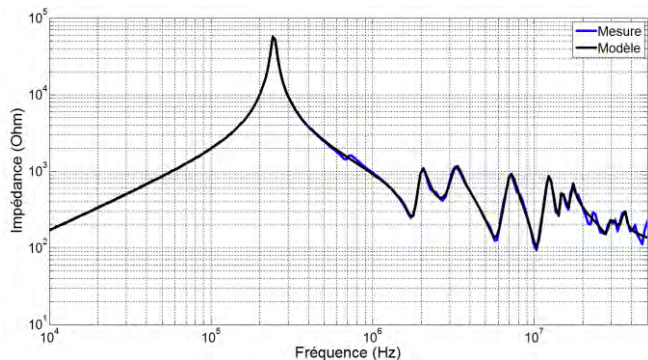


Figure 10 : Modèle en mode différentiel de la charge

Le modèle de la carte de puissance est obtenu via le logiciel InCa3D (Cedrat). Il permet de calculer les résistances et les inductances, propres et mutuelles, des pistes. Les capacités parasites sont déterminées par la mesure.

B. Modélisation de la source de perturbation

Différents modèles de sources ont été utilisés. De manière analogue à la modélisation des chemins de propagation, les modèles fonctionnent dans le domaine temporel. Dans un premier temps, un transistor idéal a été modélisé. Ce composant permet d'avoir des temps de commutation corrects mais ne tient pas compte des variations de l'impédance interne du composant. Ce modèle permet d'avoir un bon comportement jusqu'à environ 10 MHz (Figure 11).

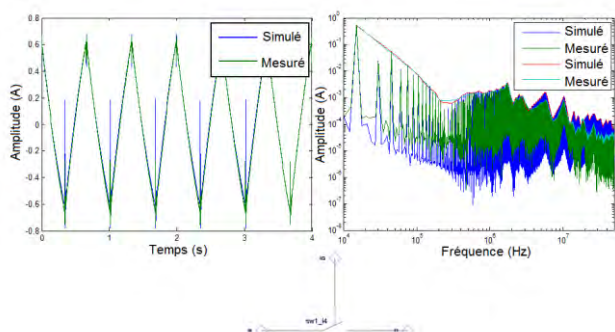


Figure 11: Allure du courant - Utilisation d'un transistor idéal

L'utilisation d'un tel composant ne permet pas de faire apparaître les capacités parasites non linéaires du composant réel. C'est pourquoi il est intéressant d'utiliser un modèle plus complexe. Saber permet notamment de modéliser le composant à partir de sa

datasheet. Cela permet d'améliorer le comportement pour les fréquences supérieures à 10MHz (Figure 12).

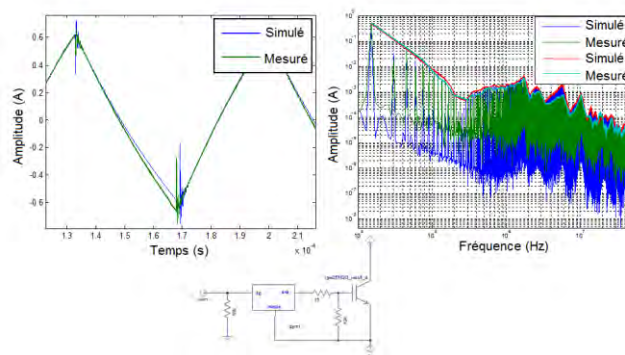


Figure 12: Allure du courant - Utilisation d'un modèle Saber Architect

C. Problèmes subsistants

1) Modèle de la diode

On note un écart entre la modélisation et la mesure pour les fréquences comprises entre 3 et 6 MHz. Ce problème est sans doute dû au modèle de la diode qui est utilisé. La diode utilisée est à recouvrement lent et ce type de comportement est difficile à représenter avec le Saber Model Architect. Le recouvrement de la diode modélisée est plus rapide et donc engendre plus de perturbations. La gamme de fréquence touchée est typique de ce genre de problème.

2) Représentation du driver

La représentation du driver doit être également améliorée. Le comportement HF de l'ensemble est dépendant de celui de sa commande rapprochée. Des mesures avec seulement la commande rapprochée en fonctionnement ont été comparées avec des mesures en fonctionnement normal (Figure 13). On note qu'autour de 20 MHz une résonance est visible. Ce phénomène indique que les perturbations de la partie puissance peuvent circuler dans le circuit de commande et inversement. On note également que des harmoniques existent aux multiples de 350 kHz, elles correspondent à la fréquence de découpage de l'alimentation des drivers. Il est donc possible que le driver puisse polluer également la partie puissance.

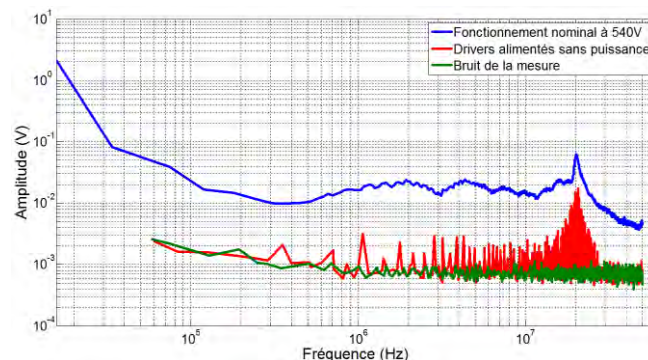


Figure 13: Impact de la commande rapprochée des transistors au niveau des RSILS

V. PERSPECTIVES

L'étude paramétrique a permis d'analyser quels sont les impacts des différents degrés de libertés qui existent sur la source de perturbations. Il reste un paramètre important à étudier, il s'agit de la température. Ce paramètre va être évalué sur l'onduleur complet et également sur un convertisseur à base JFET. Concernant l'objectif des 50 MHz, il est nécessaire de mieux maîtriser le banc de charge. Des efforts vont être menés dans ce sens : les interconnexions vont être améliorées pour faciliter leur modélisation et limiter les couplages, le convertisseur va être placé dans une enceinte blindée pour limiter le rayonnement et le système de refroidissement va être modifié pour pouvoir augmenter la puissance admissible. Ce travail va nous permettre d'établir des règles concernant les mesures CEM qui seront intégrées à l'outil ingénieur. Elles indiqueront notamment quelle est la fréquence maximale pour laquelle les mesures sont exploitables.

Un système bien maîtrisé nous facilitera la démarche de modélisation. Le modèle devrait atteindre dans ce cas une bonne précision jusqu'à 50 MHz. Une analyse de sensibilité sera ensuite menée pour pouvoir simplifier le modèle. L'accent sera porté sur l'impact sur le spectre et la nouvelle fréquence de validité du modèle simplifié. Au terme de cette étape, nous disposerons des bases pour créer l'outil ingénieur. La dernière partie consistera à mettre en forme les résultats pour obtenir un outil utilisable. Il intégrera de plus des travaux menés en collaboration avec l'université de Lille sur le dimensionnement et l'optimisation du filtrage.

VI. BIBLIOGRAPHIE

- [1] B. Revol, *Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse- machine asynchrone*, Université Joseph Fourier, Grenoble, 2004.
- [2] Y. Weens, *Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électroniques de puissance*, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2006.
- [3] J. Genoulaz, *Contribution à l'Etude du Rayonnement des Câbles Soumis aux Signaux de l'Electronique de Puissance dans un Environnement Aéronautique*, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2008.
- [4] N. Doorgah, *Contribution à la modélisation prédictive CEM d'une chaine d'entraînement*, Université de Lyon, 2012.
- [5] D. Labrousse, *Amélioration des techniques d'estimation des perturbations conduites*.

Application à une chaine de traction d'un véhicule électrique, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2011.

- [6] S. Hrigua, *Etude des chemins de propagation des courants de mode commun dans les parties métalliques des machines à induction*, ENS Cachan: JCGE, 2012.
- [7] F. Costa et D. Magnon, «Graphical Analysis of the Spectra of EMI Sources in Power Electronics,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. Novembre 2005, 2005.
- [8] E. Rondon, *Conception de convertisseurs électroniques de puissance à faible impact électromagnétique intégrant de nouvelles technologies d'interrupteurs à semiconducteurs*, Université de Lyon, 2014.

Recherche et développement autour d'une nouvelle version du BirthSIM

Nicolas Herzig

Richard Moreau et Tanneguy Redarce, MIS, ACM

Abstract— This document presents the current works I have done on the BirthSIM simulator. After dealing with the context, I present the models needed to develop a control law synthesis. Indeed, the mechanical model and pneumatic model of each component are presented. Then the document explaining my future works.

Résumé— Ce document présente mes travaux récents sur le simulateur BirthSIM. Après avoir resitué le contexte, les différents modèles nécessaires pour une synthèse de loi de commande sont présentés. Ainsi, les modèles mécaniques et pneumatiques des différents éléments sont abordés. Le document se termine en donnant la ligne directrice de mes travaux futurs.

I. INTRODUCTION

Depuis janvier 2012, la Haute Autorité de la Santé met l'accent sur la nécessité d'améliorer la formation des équipes et personnel soignant au travers de la maxime : "*jamais la première fois sur un patient*". Une des solutions pour atteindre cet objectif est notamment l'utilisation de simulateurs comme outils pédagogiques pour la formation des médecins. En effet, comme dans les différents secteurs d'activité où l'on cherche à fournir une formation sans risque pour autrui (aviation, nucléaire, etc.), la médecine a aussi adopté la formation sur simulateurs. La gynécologie obstétrique n'échappe pas à la règle. Si au XVIII^e siècle la "machine" de madame du Coudray, composée de bois et de tissus, permettait déjà de former sur certains gestes de l'accouchement, les progrès techniques effectués ont permis l'émergence de simulateurs instrumentés à l'instar du mannequin Noelle[1].

II. LES SIMULATEURS D'ACCOUCHEMENT

A. État de l'art

On trouve dans la littérature différents travaux sur les simulateurs d'accouchement. Ces travaux se différencient sur les choix techniques et les scénarios proposés, mais ils ont pour objectifs communs de proposer aux obstétriciens et aux sage-femmes de nouveaux outils pour apprendre et améliorer les gestes de l'accouche-

ment. On peut notamment citer Lapeer qui a travaillé sur un environnement de réalité augmentée pour observer le placement de forceps [2]. Ce simulateur permet donc à l'utilisateur de voir le positionnement de ses instruments dans le bassin maternel, toutefois le manque d'interface haptique ne permet pas l'apprentissage de l'extraction par forceps. D'autre part, Kim a utilisé une approche bio-inspirée. En effet, il a préféré développer une interface haptique qui simule les contractions utérines à l'aide de ballons d'air [3]. Cette méthode permet de simuler et retranscrire de manière plus fidèle ce que les praticiens connaissent, mais en contrepartie le fait que la tête fœtale ne soit pas contrôlée empêche la bonne répétabilité des exercices. Enfin, Sielhorst [4] et Abate [5] ont pris le parti de développer des interfaces haptiques couplées à un système de réalité augmentée. Le premier simulateur est constitué d'un robot industriel 6 axes qui a l'avantage d'être facile à utiliser, mais dont la plage d'effort n'est pas adaptée à l'utilisation qui en est faite. Le second simulateur utilise un exosquelette industriel et de lunettes de réalité virtuelle qui permettent une immersion totale de l'utilisateur et un bon retour haptique, par contre le choix de cet équipement ne favorise pas les entraînements en équipe. Il est à noter que la liste des simulateurs présentés dans ce document n'est pas exhaustive, mais elle permet d'avoir une idée des différentes approches et choix techniques pris pour le développement de simulateurs d'accouchement. La section suivante présente le simulateur développé par le laboratoire Ampère, le BirthSIM.

B. Le BirthSIM

Depuis plusieurs années, le laboratoire Ampère a mis au point un simulateur d'accouchement. En effet, mes prédécesseurs Ruimark Silveira, Olivier Dupuis, Osama Olaby, Richard Moreau et Romain Buttin ont développé différentes versions du simulateur BirthSIM. Ce simulateur est un outil de formation et d'évaluation des gestes de l'accouchement qui a été développé pour l'apprentissage des gestes d'extractions instrumentales. Le BirthSIM est constitué des mannequins d'un bassin maternel et d'une tête fœtale que l'on peut trouver dans le commerce. Cette dernière est pilotée par un actionneur pneumatique et propose plusieurs scénarios, afin

de reproduire plusieurs cas d'accouchement de complexités différentes. La version actuelle du BirthSIM permet donc de simuler la trajectoire de la tête fœtale dans le canal pelvien selon 3 degrés de liberté (DDL). Le premier est une translation pilotée par l'actionneur. Les deux autres sont des rotations passives permettant d'indexer l'orientation et la flexion de la tête fœtale.

Après discussion avec les praticiens et comparaison avec les autres simulateurs, certains axes d'améliorations ont été mis en avant. Le projet Simulateur pour l'Apprentissage des Gestes de l'Accouchement (SAGA) financé par l'ANR a pour objectif de poursuivre ces axes d'amélioration. Ces améliorations consistent d'une part à augmenter le nombre de DDL pilotés du BirthSIM. En effet, sur la version actuelle seul un DDL est piloté, or pour se rapprocher du mouvement réel de la tête fœtale, il a été déterminé que 4 DDL pilotés sont nécessaires. En effet, 2 DDL en translation permettent de simuler la trajectoire curviligne de la tête fœtale dans le bassin maternel, alors que 2 DDL en rotation permettent de piloter la flexion et l'orientation. La figure 1 présente ces différentes mobilités. Durant ma première année, je me suis essentiellement

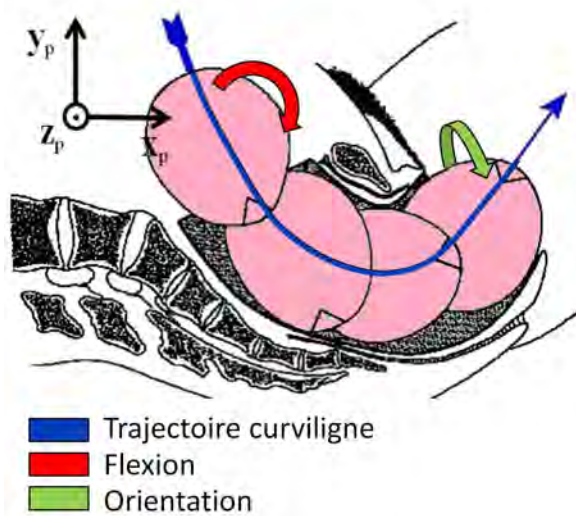


Fig. 1. Mobilités principales de la tête fœtale

intéressé à cette partie. J'ai déjà présenté la nouvelle architecture du BirthSIM et expliqué les choix technologiques dans mon rapport de première année [6], je ne reviendrai donc pas sur cette partie dans ce rapport. Cette architecture est visible sur la figure 2.

Le second axe d'évolution est l'amélioration du retour haptique. En effet, les obstétriciens et les sage-femmes n'ont que rarement la possibilité d'avoir un visuel de l'accouchement, c'est pourquoi ils se fient à leurs sens du toucher. Il va de soi que le simulateur doit si-

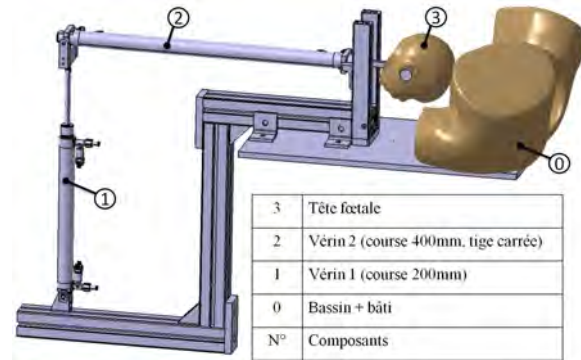


Fig. 2. Architecture du nouveau simulateur BirthSIM

muler au mieux les efforts mis en jeu lors d'un accouchement. C'est ici que le choix de la technologie pneumatique joue un rôle. D'une part, les vérins pneumatiques possèdent une compliance naturelle qui permet de simuler la réaction des corps mous. D'autre part, Abry [7] a mis au point une loi de commande basée sur la méthode de backstepping permettant de contrôler en temps réel la raideur en boucle fermée d'un actionneur pneumatique. Nous sommes convaincus que l'utilisation de ce type de loi peut améliorer grandement le rendu haptique du simulateur. Pour être plus précis, cela permettrait de simuler le changement de raideur des tissus mous au cours de l'accouchement. L'intérêt scientifique de mes travaux réside ici, après avoir conçu et dimensionné un robot capable de retranscrire les 4 DDL de la tête fœtale au cours de l'accouchement, je vais devoir adapter ces lois de commande au BirthSIM. Pour pouvoir adapter ces lois de commandes, l'obtention de modèles caractérisant le simulateur est nécessaire. La section suivante est dédiée à la présentation de ces modèles et des méthodes pour l'obtenir.

III. MODÉLISATION

La modélisation du BirthSIM est essentielle pour la synthèse des lois de commande. Le simulateur BirthSIM fait intervenir différents phénomènes physiques (pneumatiques, tribologie, mécanique), il est donc nécessaire de modéliser ces phénomènes étape par étape. Il est à noter que pour l'instant, je ne m'intéresse qu'à la synthèse des lois de commande des deux actionneurs pneumatiques, je ne parlerai donc pas des équations liées aux actionneurs gérant la flexion et l'orientation de la tête fœtale. D'autre part, dans un souci de clarté, je préfère ne pas détailler les équations obtenues, mais plutôt faire apparaître les différentes interactions entre les variables.

A. Modèles géométriques

Le modèle géométrique direct (MGD) permet de passer de la configuration des liaisons à la position et l'orientation de la tête fœtale. La réciproque est obtenue grâce au modèle géométrique inverse (MGI). C'est grâce à ces modèles que l'on peut, à partir d'une trajectoire de la tête fœtale consigne, déterminer la consigne de position de chacun des actionneurs de l'interface haptique.

Pour obtenir ces deux modèles, j'ai employé la méthode de Khalil et Kleinfinger [8]. Cette méthode est particulièrement adaptée pour les systèmes robotiques bouclées ou à structure parallèle. La figure 3 montre le schéma cinématique, ainsi que la paramétrisation de Denavit-Hartenberg modifiée. La table I présente les paramètres liés à cette modélisation du BirthSIM. On

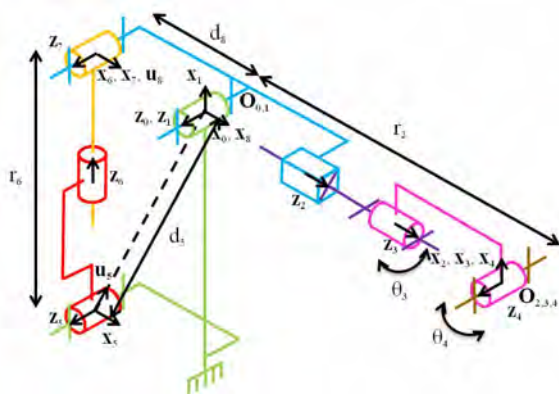


Fig. 3. Schéma cinématique du BirthSIM

TABLE I: PARAMÈTRES GÉOMÉTRIQUES DU BIRTHSIM

j	$a(j)$	σ	μ	b	d	r	γ	α	θ
1	0	0	0	0	0	0	0	0	θ_1
2	1	1	1	0	0	r_2	0	$\frac{\pi}{2}$	0
3	2	0	1	0	0	0	0	0	θ_3
4	3	0	1	0	0	0	0	$-\frac{\pi}{2}$	θ_4
5	0	0	0	0	$-d_5$	0	γ_5	0	θ_5
6	5	1	1	0	0	r_6	0	$-\frac{\pi}{2}$	0
7	6	0	0	0	0	0	0	$-\frac{\pi}{2}$	θ_7
8	1	2	0	0	d_8	0	$-\frac{\pi}{2}$	0	0

obtient en appliquant cette méthode le modèle direct :

$${}^0\mathbf{T}_4 = \begin{bmatrix} s_x & n_x & a_x & P_x \\ s_y & n_y & a_y & P_y \\ s_z & n_z & a_z & P_z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \mathbf{M}_{4,4}(r_2, r_6, \theta_3, \theta_4) \quad (1)$$

Où $s_x, n_x, a_x, s_y, n_y, a_y, s_z, n_z$ et a_z sont les coefficients de la matrice des cosinus directeurs et P_x, P_y et P_z correspondent aux projections de la position de la tête fœtale dans le repère R_0 .

Le modèle inverse à la forme suivante :

$$\begin{aligned} r_2 &= f_1(P_x, P_y) \\ r_6 &= f_2(P_x, P_y) \\ \theta_3 &= f_3(a_x, a_y, a_z, P_x, P_y) \\ \theta_4 &= f_4(s_y, s_x, n_x, n_y, P_x, P_y) \end{aligned} \quad (2)$$

Ce modèle est présenté de manière plus détaillée dans [9].

B. Modèle dynamique

Le modèle dynamique est obtenu par application des théorèmes généraux de la mécanique. Afin de simplifier l'étude, j'ai utilisé des hypothèses couramment employées pour modéliser les systèmes mécaniques. Les hypothèses sont les suivantes :

- Toutes les masses sont négligées sauf celle de la tête fœtale.
- La masse de la tête fœtale est supposée ponctuelle $O_{2,3,4}$

On obtient ainsi un modèle de la forme suivante :

$$\begin{aligned} \ddot{r}_6 &= f_5(r_6, r_2, \dot{r}_6, \dot{r}_2, F_{pneu1}) \\ \ddot{r}_2 &= f_6(r_6, r_2, \dot{r}_6, \dot{r}_2, F_{pneu2}) \end{aligned} \quad (3)$$

Où F_{pneu1} et F_{pneu2} sont respectivement les efforts pneumatiques des vérins 1 et 2.

Il est à noter que ce modèle dynamique fait apparaître différents coefficients qu'il est nécessaire de déterminer, notamment les coefficients de frottements secs et visqueux. Par conséquent, j'ai développé un banc d'essai permettant l'évaluation de ces coefficients. J'effectue encore actuellement des essais pour déterminer ces coefficients.

C. Modèle pneumatique

Pour modéliser les composants pneumatiques du BirthSIM, j'ai employé un modèle classique fondé sur l'approximation polytropic et négligeant les variations de température. Ce modèle permet de mettre en relation les variations de pression dans les chambres des

vérins avec les débits massiques d'entrées ou de sorties de ces chambres.

Abry a mis au point une méthode appelée la transformée A-T [7] qui permet de modifier le modèle en effectuant un changement de variables. Ce modèle fait apparaître les variables $K_{pneu i}$ la raideur pneumatique en boucle ouverte du vérin i , q_{mai} et q_{mti} respectivement les débits virtuels actifs et de pressurisation du vérin i . Pour les 2 vérins, on obtient les modèles de la forme suivante :

$$\dot{F}_{pneu1} = f_7(K_{pneu1}, q_{ma1}) \quad (4)$$

$$\dot{K}_{pneu1} = f_8(F_{pneu1}, K_{pneu1}, q_{ma1}, q_{mt1}) \quad (5)$$

$$\dot{F}_{pneu2} = f_9(K_{pneu2}, q_{ma2}) \quad (6)$$

$$\dot{K}_{pneu2} = f_{10}(F_{pneu2}, K_{pneu2}, q_{ma2}, q_{mt2}) \quad (7)$$

Il est à noter que dans le cas où l'on dispose de deux servo-distributeurs par vérin, on peut à la fois commander les q_{ma} et q_{mt} pour chaque vérin. En revanche, si l'on souhaite piloter le système avec un seul servo-distributeur, il est nécessaire de dégrader le modèle de commande, dans ce cas seul les q_{ma} sont commandables. Le modèle est ainsi dégradé et l'on ne conservera que (4) et (6). Il demeure donc une dynamique résiduelle non commandable dans les K_{pneu} mais qui est toutefois observable.

D. Modèle des servo-distributeurs

Le modèle des servo-distributeurs est quant à lui obtenu de manière expérimentale. En effet, le laboratoire Ampère dispose d'un banc d'essai qui permet de caractériser les distributeurs. Cette caractérisation permet de déterminer pour chacune des voies la fonction :

$$q_m = f_{11}(u, P) \quad (8)$$

Avec q_m le débit massique de sortie de voie u la tension de commande du servo-distributeur, et P la pression d'utilisation en amont de la voie. La figure 4 présente un exemple de la surface obtenue après la caractérisation.

Dans le cas où l'on utilise un seul servo-distributeur par vérin, un algorithme permet de déterminer la commande u à appliquer en fonction du q_{ma} désiré.

E. Modèle d'état

Grâce aux différents modèles obtenus précédemment, en choisissant les vecteurs d'état et de commande suivants :

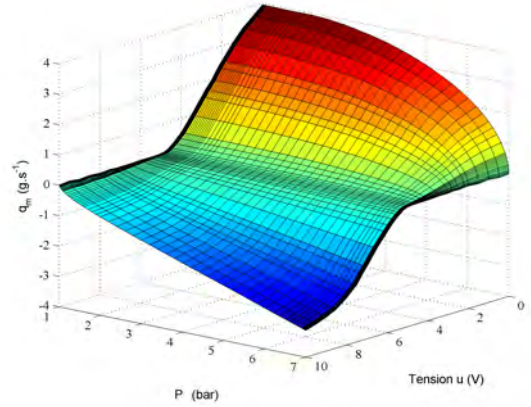


Fig. 4. Modèle de servo-distributeur

$$X = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6]^T$$

$$U = [u_1 \ u_2]$$

avec :

$$\begin{aligned} x_1 &= r_6 \\ x_2 &= r_2 \\ x_3 &= \dot{r}_6 \\ x_4 &= \dot{r}_2 \\ x_5 &= F_{pneu1} \\ x_6 &= F_{pneu2} \\ u_1 &= q_{ma1} \\ u_2 &= q_{ma2} \end{aligned}$$

Le modèle d'état est donc de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_3 \\ \dot{x}_2 = x_4 \\ \dot{x}_3 = f_5(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5) \\ \dot{x}_4 = f_6(x_1, x_2, x_3, x_4, x_6) \\ \dot{x}_5 = f_7(K_{pneu1}, u_1) \\ \dot{x}_6 = f_9(K_{pneu2}, u_2) \end{cases} \quad (9)$$

C'est à partir de ce modèle que je vais synthétiser mes lois de commandes. On peut remarquer que le système ne peut pas être mis sous une forme strict feedback, cela implique que la méthodologie présentée par Abry *et al.* se basant sur le backstepping ne sera pas applicable telle quelle. La figure 5 présente l'architecture que devrait avoir le contrôleur que je souhaite développer.

IV. CONCLUSION ET TRAVAUX FUTURS

Ce document présente les différents modèles que j'ai obtenus, ces modèles font intervenir des paramètres

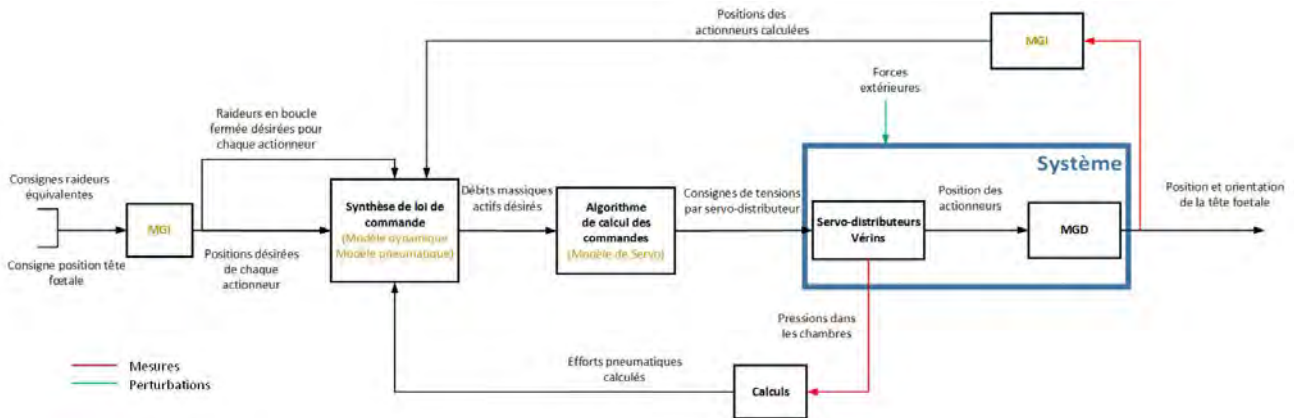


Fig. 5. Schéma bloc contrôleur

qu'il est parfois nécessaire de caractériser, les coefficients de frottement par exemple. Je travaille actuellement sur un banc d'essai permettant de mesurer ces coefficients.

Pour les 18 prochains mois de ma thèse, je devrais me focaliser sur la synthèse de lois de commande. Comme je l'ai dit précédemment, le modèle obtenu ne permet pas d'utiliser la méthode du backstepping, je vais donc procéder en deux étapes. Premièrement, je vais dégrader le modèle, en prenant certaines hypothèses, pour obtenir un modèle de commande de la forme strict feedback. Ces hypothèses semblent dans le cas du Birth-SIM acceptables, toutefois la méthodologie utilisée ne sera pas ré-exploitable pour d'autres robots multi-axes pneumatiques. Dans un second temps, je souhaite utiliser une autre méthode qui permettrait de conserver le modèle obtenu dans ce rapport et comparer les deux méthodes. L'apport scientifique réside dans ce point, car cela me permettrait de présenter une méthodologie applicable sur différents systèmes pneumatique multi-axes. Enfin, il restera à mettre en place la communication entre le modèle numérique développé par les partenaires du projet SAGA et l'interface haptique que j'ai développé.

RÉFÉRENCES

- [1] S. Deering, J. Brown, J. Hodor, and A.J. Satin. Simulation training and resident performance of singleton vaginal breech delivery. *American Journal of Obstetricians and Gynecologists*, 107(1) :86–89, 2006.
- [2] R.J. Lapeer, M.S. Chen, and J.G. Villagrana. Simulating obstetric forceps delivery in an augmented environment. In *Augmented environments for Medical Imaging including Augmented Reality in Computer-aided Surgery*, 2004.
- [3] E.J. Kim, R.H. Allen, J.H. Yang, M.K. McDonald, W. Tam, and E.D. Gurewitsch. Simulating complicated human birth for research and training. In *Engineering in Medicine and Biology Society, 2004. IEMBS '04. 26th Annual International Conference of the IEEE*, volume 26, pages 2762–2766, 2004.
- [4] T. Sielhorst, T. Blum, and N. Navab. Synchronizing 3d movements for quantitative comparison and simultaneous visualization of actions. In *Mixed and Augmented Reality, 2005 IEEE and ACM International Symposium on*, pages 38–47, 2005.
- [5] A.F. Abate, G. Acampora, V. Loia, S. Ricciardi, and A.V. Vasilakos. A pervasive visual-haptic framework for virtual delivery training. *Information Technology in Biomedicine, IEEE Transactions on*, 14(2) :326–334, 2010.
- [6] N. Herzig. Mémoire doctorant 1ère année. Technical report, Laboratoire Ampère, 2013. **[en ligne]** <https://bellini.insa-lyon.fr:8443/alfresco/d/d/workspace/SpacesStore/8122a250-7ca4-4817-8577-9cf39dd62285/HERZIG%20Nicolas.pdf>.
- [7] F. Abry, X. Brun, S. Sesmat, and E. Bideaux. Non-linear position control of a pneumatic actuator with closed-loop stiffness and damping tuning. In *European Control Conference (ECC)*, 2013.
- [8] W. Khalil and E. Dombre. *Modeling, Identification & Control of Robots*. Butterworth-Heinemann, 2004.
- [9] N. Herzig, R. Moreau, and T. Redarce. A new design for the birthsim simulator to improve realism. In *Engineering in Medicine and Biology Society, 2014. EMBC 2014. Annual International Conference of the IEEE*, 2014. **[under press]**.

Approche de la théorie des jeux pour la gestion des auxiliaires électrifiés dans le réseau de puissance des PHEVs/HEVs

Khoa Duc NGUYEN

Directeur de thèse: Eric BIDEAUX

Co-Directeur de thèse: Minh-Tu PHAM

Abstract— With the appearance of vehicle hybridization, auxiliary electrification becomes one of the most potential solutions to reduce the energy consumption of the vehicle. However, in the auxiliary control aspect, electrified auxiliaries are mostly operating in individual way, non-cooperative in regardless of the vehicle state. Within this context, we present a new control strategy for the electrified auxiliary system in order to improve the coordination among auxiliaries. The proposed control strategy is based on the game theoretic approach, and is considered under the model predictive control (MPC) framework. In this approach, each electrified auxiliary is considered as a player participating in an energy consumption game, where players are incentive to cooperate in order to improve the vehicle consumption and reduce the peak-to average ratio minimum on traction battery. Moreover, this new control design provides also a promising approach in term of interfacing the auxiliary control with the powertrain control and anticipated information, thanks to its simplicity.

Résumé— Avec l'apparition de l'hybridation des véhicules, l'électrification des auxiliaires devient une des solutions les plus potentielles pour réduire la consommation d'énergie du véhicule. Toutefois, auxiliaires électrifiées sont principalement commandées de manière individuelle, non-coopérative et indépendante de l'état du véhicule. Dans ce contexte, nous présentons une nouvelle loi de pilotage pour le système des auxiliaires électrifiés afin d'améliorer la coordination entre eux. La loi de pilotage proposée est basée sur une approche de théorie des jeux, et mise dans le cadre de la commande prédictive (MPC). Dans cette approche, chaque auxiliaire électrifiée est considéré comme un joueur participant à un jeu de la consommation d'énergie, où les joueurs sont incités à coopérer pour but d'améliorer la consommation des véhicules et de réduire le peak-de puissance moyenne sur la batterie de traction. En outre, grâce à sa simplicité, cette nouvelle conception de commande fournit également une approche prometteuse en terme de interfacier le contrôle des auxiliaires avec la commande du groupe motopropulseur.

I. INTRODUCTION

L'électrification permet au système auxiliaire de fonctionner indépendamment par rapport au moteur diesel (ICE). Cette propriété résulte une baisse de la demande de puissance directe sur le moteur diesel, et

un fonctionnement plus efficace des auxiliaires tout en étant capable de les désactiver lorsqu'il est nécessaire, et de les faire fonctionner toujours au point de fonctionnement optimal [1]. En outre, alors que des nouvelles solutions techniques pour la réduction de consommation tels que: "Start & Go" sont mises en œuvre dans les contrôleurs des véhicules hybrides/hybrides rechargeables (HEV / PHEV); l'électrification des auxiliaires devient de plus en plus prometteuse [2]. En fait, alors que le moteur n'a pas de demande de charge mécanique en arrêt, il peut être désactivé pour économiser du carburant, et réactivé plus tard. Bien que l'électrification auxiliaire soit une solution technique prometteuse pour améliorer la consommation de carburant dans le HEV / PHEV, il n'y a pas beaucoup de travaux se concentrant vraiment sur ce sujet. Dans le cadre de la gestion de l'énergie, l'importance des accessoires électriques est toujours allégée tout en tenant compte de leur consommation d'énergie comme une constante. En outre, dans certains cas, les contraintes de système de propulsion électrique du véhicule, tels que la capacité de puissance de charge/décharge de la batterie de traction, peuvent être violés, faute d'étude sur la commande auxiliaire. Par conséquent, ce travail se concentrera sur cette nouvelle problématique – commande des auxiliaires électrifiées dans PHEV, en proposant un nouveau concept de commande, qui est basé sur la théorie des jeux et la commande prédictive. L'objectif de la loi de pilotage proposée est de contrôler les auxiliaires électrifiées pour les faire fonctionner plus collectivement, afin d'éviter des effets négatifs sur la dégradation de la batterie, et d'adapter à la commande du groupe motopropulseur hybride existante.

Comme mentionné précédemment, la conception de la commande pour le système des auxiliaires

électrifiées autonomes n'est pas assez investie dans le domaine de l'automobile. Cependant, nous pourrions inspirer de nombreuses idées intéressantes relatives à ce sujet à partir d'autres domaines, tels que Demand Side Management (DSM) dans Smart Grid [3-4], Véhicule à-Grid (V2G) [5-6], et etc. Dans ces articles, la plupart des systèmes considérés ont les mêmes propriétés avec le système des auxiliaires électrifiés, comme : autonome dans la prise de décision, électrifiée, et ayant un objectif sur l'aspect gestion de l'énergie /de puissance. Par conséquent, les stratégies de commande proposées dans ces travaux peuvent être appliquées au système des auxiliaires électrifiés de HEV/PHEV, par rapport à certaines contraintes typiques du système. Plus concrètement, chaque sous-système dans les articles concernés est généralement formulé comme un agent autonome, qui essaie d'exploiter de façon coopérative ou indépendante, afin d'adopter les comportements globaux souhaités ou leur objectif individuel souhaité. L'outil mathématique utilisé principalement pour cette formulation à base d'agents est la théorie des jeux [7-8], qui pourrait traiter simplement le problème de prise de décision du système multi-agents. Dans la théorie des jeux, chaque sous-système autonome (agent) est considéré comme un joueur, qui a son propre objectif et joue un jeu avec les autres, avec des conflits ou de la coopération. Cette approche est prometteuse pour le problème de contrôle multi-agent en raison de sa simplicité et de flexibilité dans la conception de la loi de pilotage.

Le papier est organisé comme les suivants: Le système des auxiliaires électrifiées et son interface avec la chaîne de traction du véhicule sont présentés dans la section II. La section III présente la reformulation en jeu de la consommation d'énergie, avec la commande prédictive. Enfin, une comparaison de la performance de la stratégie de contrôle proposée par rapport à un contrôle d'hystérésis est donnée à la section IV.

II. SYSTEME DES AUXILIAIRES ELECTRIFIES

Dans cette section, nous décrivons le modèle du système des auxiliaires électrifiées (SAE) avec trois auxiliaires typiques: un système d'alimentation d'air électrifié, un cargo frigorifique électrifié, et une direction assistée hydraulique électrique.

A. DESCRIPTION DU SYSTEME

. Pour la classification des auxiliaires sélectionnées, le système d'alimentation d'air électrifié et la caisse frigorifiques électrifiés sont classés comme auxiliaires planifiables par rapport à leurs contraintes de stockage: la pression dans le réservoir d'air est maintenue dans un intervalle déterminé pour le problème de sécurité, et la température dans la caisse est maintenue à la valeur basse pour la demande de

produits alimentaires au point de congélation. Pour ce qui est de la direction assistée électrifiée, cet auxiliaire est électrifié considéré comme un auxiliaire modulable parce qu'il a une deuxième source d'énergie, la batterie de 24 Vcc dans le réseau électrique du véhicule. Dans certains cas, le convertisseur DC / DC peut réduire la consommation d'énergie de la présente auxiliaire au réseau de puissance, en limitant la capacité de puissance de ce convertisseur, et laisser la batterie de 24V d'alimenter l'auxiliaire.

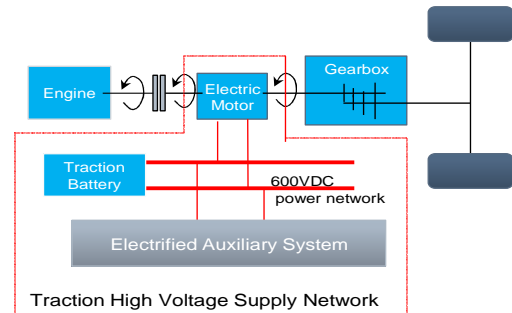


Figure 1 Groupe Motopropulseur et SAE

B. MODELISATION DU SYSTEME

Dans la plupart des outils de simulation pour la gestion d'énergie pour HEV/PHEV, le cycle d'usage du véhicule ne prend en compte que le profil de vitesse du véhicule en fonction de la distance ou le temps de déplacement, et rarement considère les virages de la route, ce qui influe directement sur la consommation d'énergie de la direction assistée hydraulique électrique. En vertu de cette limitation et la complexité du réseau d'alimentation que la mention précédente, le modèle de cet auxiliaire dans ce travail est tout simplement construit, en utilisant un profil de consommation électrique existant.

En ce qui concerne le modèle du système électrifiée d'alimentation d'air, la structure et le fonctionnement de cet auxiliaire est entièrement décrit dans [8].

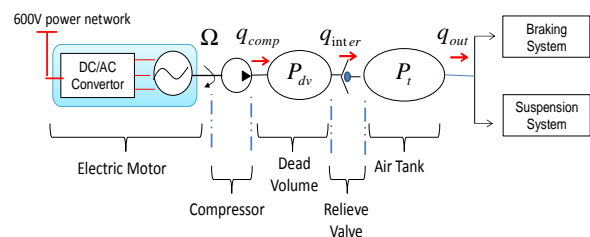


Figure 2: Système d'air comprimé

Pour simplifier ce modèle, on néglige la dead-volume dans la modélisation. Par conséquent, la pression d'air à l'intérieur du réservoir est la seule variable d'état du système, et sa dynamique peut être représentée par la suite :

$$P(k+1) = P(k) + \frac{\gamma \cdot R \cdot T}{V} \times \rho_{air} \times (q_{in}(k) - q_{out}(k)) \quad (1)$$

Avec :

$$q_{in}(k) = f(P(k)) \times u_{air}(k) \quad (2)$$

$$P_{\min} \leq P(k) \leq P_{\max} \quad \forall k \in \mathbb{Z}^+, \quad (3)$$

où, P (bar) est la pression de l'air dans le réservoir d'air, T (K) est la température à l'intérieur du réservoir d'air, V (m³) est le volume de la cuve, γ est l'indice isentropique de l'air à l'intérieur du réservoir; r , ρ_{air} sont la constante des gaz et de la densité standard de l'air (kg/m³); q_{in} , q_{out} (NL / min) sont respectivement la vitesse du réservoir d'air écoulement d'air d'entrée / sortie. $u_{air}(k)$ représente la grandeur de commande du système d'alimentation en air. Cette variable de commande reçoit que deux valeurs: 0 ou 1, ce qui correspond respectivement à l'état ON / OFF du compresseur. Dans le cas contraire, $f: \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbb{R}^+$ est une fonction basée sur une cartographie, qui décrit la vitesse du flux d'air en sortie du compresseur pendant la phase de compression. En ce qui concerne les contraintes de l'auxiliaire, cette auxiliaire électrifiée fonctionne pour comprimer l'air dans le réservoir, de sorte que la pression d'air dans le réservoir est maintenue dans un intervalle acceptable $[P_{\min}, P_{\max}]$ (bar) pour le freinage, la suspension et les autres usages du véhicule

Pour la modélisation de la caisse réfrigérée électrique, nous nous basons principalement sur [9], dans lequel les auteurs présentent un modèle simple d'un congélateur connecté au Smart Grid. La structure de cet auxiliaire est similaire au système d'alimentation en air électrifié, tout en adoptant un actionneur électrifié (l'unité de réfrigération), un composant tampon (la caisse thermique) que les stocks refroidis à l'air et une charge de sortie (le transfert de chaleur avec le milieu ambiant) (Fig.3). L'équation (4) représente la variation de température dans la charge, en fonction de la température ambiante et de la consommation d'énergie de l'unité de réfrigération.

$$T(k+1) = (1-\varepsilon) \times T(k) + \varepsilon \times \left(T_{amb}(k) - \frac{P_{cooling}}{A} \right), \quad (4)$$

Avec:

$$P_{cooling}(k) = g(T(k)) \times u_{refrig}(k), \quad (5)$$

$$T_{\min} \leq T(k) \leq T_{\max} \quad \forall k \in \mathbb{Z}^+, \quad (6)$$

où T (K), T_{amb} (K) sont respectivement la température de l'air intérieur et extérieur, $P_{cooling}$ (W) est la consommation d'énergie électrique de l'unité de réfrigération et peut être décrit comme l'équation (5), dans lequel $g: \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbb{R}^+$ est une fonction qui se base sur une cartographie, et $u_{refrig}(k)$ est la variable de commande de cet auxiliaire. Cette variable de commande reçoit que deux valeurs: 0 ou 1, ce qui correspond respectivement à l'état ON / OFF de l'unité de réfrigération; A est l'isolation thermique globale (W / K) de la cargaison, ε :est la constante thermique de la cargaison.

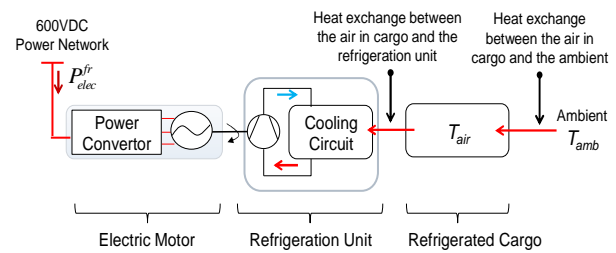


Figure 3 Groupe frigorifique électrifié

Dans ce cas d'étude, nous utilisons des cycles de conduite courtes pour qu'il n'y ait pas d'événement d'ouverture de la porte pendant les cycles. En plus, l'unité de réfrigération fonctionne pour maintenir le variant de la température de l'air dans un intervalle de température déterminée $[T_{\min}, T_{\max}]$.

Bien que le modèle de SAE soit mis en œuvre dans le modèle de véhicule complet, l'information qui permet d'évaluer l'interaction entre SAE et système de groupe motopropulseur est la consommation d'énergie électrique de chaque auxiliaire électrifié. Ces consommations d'énergie dépendent uniquement sur la variable de commande et les variables d'état de SAE. L'expression de ces puissances consommées est simplement décrite en se basant sur les cartographies comme suite:

$$P_{elec}^{air}(k) = f_1(P(k)) \times u_{air}(k), \quad (7)$$

$$P_{elec}^{refrig}(k) = g_1(T(k)) \times u_{refrig}(k), \quad (8)$$

où, $f_1(P(k))$ et $g_2(T(k))$ sont des fonctions à base des cartographies, qui décrivent respectivement la consommation d'énergie du compresseur électrique et de l'unité de réfrigération électrifié.

III. JEUX DE CONSOMMATION ENERGETIQUE

A. PROBLEME REFORMULATION

En se basant sur des idées proposées pour le problème de planification des consommateurs, il est essentiel de distinguer d'une part les producteurs d'énergie et les consommateurs d'énergie dans HEV/PHEV. Avec l'hypothèse que les charges mécaniques dans HEV / PHEV sont négligées par rapport à la demande de puissance de SAE et la propulsion du véhicule, nous pouvons décrire la relation entre les consommateurs d'énergie et fournisseur d'énergie comme la figure suivante:

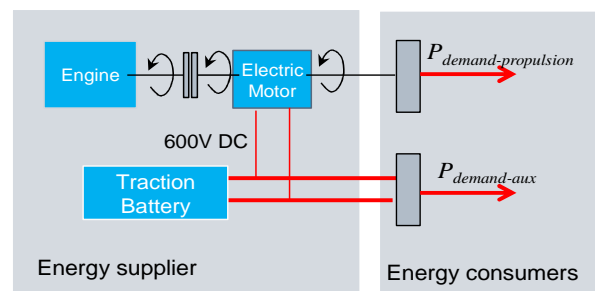


Figure 4 Reformulation du problème sous forme de fournisseurs-consommateurs dans HEV / PHEV

Dans ce point de vue, le fournisseur d'énergie de la HEV / PHEV est considéré comme la combinaison du moteur diesel, le moteur électrique et la batterie Lithium-Ion. Deux principaux consommateurs d'énergie du système sont la propulsion du véhicule et SAE. Les besoins en énergie des consommateurs d'énergie sont représentés dans la figure 5, respectivement $P_{demand-propulsion}$ et $P_{demand-aux}$, qui ont une influence directe sur la consommation d'énergie du véhicule.

Pour décrire l'interaction entre le producteur et les consommateurs d'énergie, on utilise une fonction de coût qui dépend des puissances demandées des auxiliaires :

$$J(P_{eaux}) = \alpha \times (P_{eaux}(k) + P_{prop}(k))^2 \quad (9)$$

où, P_{eaux}, P_{prop} sont respectivement la puissance de l'SAE et la propulsion du véhicule, α est un paramètre ajustable.

Par conséquent, le coût total pour minimiser du système est calculé sur un horizon de prédiction de secondes T_p , comme suite:

$$\begin{aligned} \min_{P_{eaux}} \sum_{k=1}^{T_p} J(P_{eaux}(k)) &= \\ &= \min_{P_{eaux}} \sum_{k=1}^{T_p} \alpha \times (P_{eaux}(k) + P_{prop}(k))^2 \end{aligned} \quad (10)$$

$$\text{et: } P_{eaux}(k) = \sum_{i=1}^N P_{eaux}^i(k) \quad (11)$$

où, $P_{eaux}^i(k), \forall i=1..N$, est la consommation d'énergie du ième électrifiée auxiliaire de connexion à THVS, et ces variables sont des variables de commande du système en considération. En outre, nous supposons que la demande de puissance de propulsion de véhicule P_{prop} , et le niveau de SOC variant sur un horizon considéré est prévu grâce aux nouvelles technologies telles que le GPS, GIS, ADAS et etc.

L'Eq.10 pourrait être résolu en utilisant un algorithme centralisé pour déterminer le puissance optimal $P_{eaux}^i(k), \forall k = 1..N$ sur l'horizon de prédiction. Toutefois, la charge de calcul pourrait être un problème dans le commande en temps réel, lorsque le nombre d'auxiliaires électrifiées monte, et les contraintes auxiliaires (par exemple, limites de pression d'air, limites de température de l'air) doivent être pris en compte. Pour dépasser ce problème de manière simple mais efficace, l'approche de la théorique des Jeux introduite dans la commande prédictif (MPC) sont utilisés ; et présents dans les sections suivantes.

B. GAME FORMULATION

De (Eq. 10), la demande d'énergie dans le processus décisionnel de chaque auxiliaire autonome dépend de

la façon dont les autres planifient leur consommation. Ce fait conduit à un jeu entre des auxiliaires électrifiées:

- Joueurs: auxiliaires électrifiées dans l'ensemble N
- Stratégies: vecteur de la demande de puissance \underline{P}^i du joueur i^{th} à maximiser son utilitaire sur un horizon de prédiction $[t, t + T_p]$
- Utilitaires: $U_i(\underline{P}^i, \underline{P}^{-i})$ pour le joueur $i \in N$.

$$U_i(\underline{P}^i, \underline{P}^{-i}) = - \left[\sum_{k=1}^{T_p} J \left(P_{eaux}^i(k) + \sum_{j \in N \setminus \{i\}} P_{eaux}^j(k) \right) - \sum_{k=1}^{T_p} J \left(\sum_{j \in N \setminus \{i\}} P_{eaux}^j(k) \right) \right] \quad (12)$$

où, $\underline{P}_{eaux}^i = [P_{eaux}^{i,1}, P_{eaux}^{i,2}, \dots, P_{eaux}^{i-1}, P_{eaux}^{i+1}, \dots, P_{eaux}^{i,N}]$ désigne le vecteur de la demande d'énergie sur un horizon de prédiction $[t, t + T_p]$ de joueurs autres que le joueur i. Maximiser cet utilitaire est correspondant à la recherche de la stratégie \underline{P}_{eaux}^i qui pourrait réduire le coût de l'impact marginal de l'auxiliaire i-ème sur la consommation du véhicule. Dans le but de simplifier le problème d'optimisation de ce jeu, nous supposons qu'à chaque étape k, chaque utilisateur a juste deux décisions possibles: soit de fonctionner à un point de fonctionnement fixe, et soit d'éteindre. En bref, selon la formulation de jeu proposé, ce jeu de l'énergie est un jeu finit statique sur un horizon de prédiction $[t, t + T_p]$.

Normalement, dans ce type de jeu où il y a plusieurs joueurs, et chaque joueur a son propre intérêt, les stratégies des acteurs convergent vers un point d'équilibre (si ce point existe), soi-disant l'équilibre de Nash. La définition de ce concept se présente comme suit:

Definition1: (notion de l'équilibre de Nash pour le jeu de multi-joueurs): *Considérons un jeu fini stratégique, à n joueurs. Chaque joueur i a un ensemble fini d'actions A_i et une fonction d'utilité $U_i: A \rightarrow R$ où $A = A_1 \times A_2 \times \dots \times A_n$. Un profil d'action est indiqué par $a = (a_1, \dots, a_n), a_i = (a_{i,1}, a_{i,2}, \dots, a_{i,i-1}, a_{i,i+1}, \dots, a_{i,n})$ représente le profil de l'action de joueurs sauf le joueur i. Un profil d'action $a^* \subset A$ est appelé un équilibre de Nash pur si pour tout joueur:*

$$U_i(a_i^*, a_{-i}^*) = \max_{a_i \in A_i} U_i(a_i, a_{-i}^*) \quad (13)$$

Ce concept si existante, permet au système multi-agents comme SAE de fonctionner de manière stable. Avec la formulation de jeu présenté précédemment, l'existence d'un équilibre de Nash est assurée, parce que ce jeu est classé comme un jeu de potentiel⁺, qui est une condition nécessaire à la coopération entre les auxiliaires en SAE

Preuve: (pour la déclaration +)

Définition2: (jeu de Potentiel): *Un jeu $G = (n, a, U)$ est un jeu potentiel si il existe une fonction $P: A \rightarrow R$*

telle que, pour tout $i \in n$, $a_i \in A_i$ et $a_i, a_i' \in A_i$, nous avons :

$$U_i(a_i, a_{-i}) - U_i(a_i', a_{-i}) \geq 0 \Leftrightarrow P(a_i, a_{-i}) - P(a_i', a_{-i}) \geq 0 \quad (14)$$

Nous définissons la fonction potentielle P: $A \rightarrow \mathbb{R}$ comme l'expression suivante:

$$P(a_i, a_{-i}) = - \sum_{k=1}^{T_p} J \left(P_{eaux}^i(k) + \sum_{j \neq i}^N P_{eaux}^j(k) \right) \quad (15)$$

puis: $U_i(a_i, a_{-i}) - U_i(a_i', a_{-i}) = P(a_i, a_{-i}) - P(a_i', a_{-i}) \quad (16)$

Par conséquent, l'équation (14) est toujours vrai, et puis le jeu de l'énergie proposée est un jeu potentiel. En outre, le jeu a un potentiel important de biens suivants:

Property1: *Chaque jeu potentiel fini a un équilibre de Nash pur.*

Ensuite, l'existence de l'équilibre de Nash dans le jeu proposé est toujours assurée. En outre, il existe de nombreux algorithmes efficaces afin que les décisions des joueurs dans ce genre de jeu pourraient converger vers l'équilibre de Nash, tels que: frictions-jeu, l'apprentissage rationnel, Q-learning et ainsi de suite. Afin d'avoir une approche assez simple, nous proposons d'utiliser la stratégie de «meilleure réponse» pour ce match. Toutefois, cela pourrait ne pas être en convergence dans le pire des cas. La stratégie de «meilleure réponse» est présentée dans la section III.D.

C. MODEL PREDICTIVE CONTROL

Dans l'automobile, l'horizon de prédiction devrait être choisi juste assez long pour l'exigence de calcul en temps réel. Jusqu'à maintenant, les technologies telles que le GPS, les GIS peuvent anticiper que sur un horizon court, et a des difficultés à prendre en compte les événements intermittents sur la route comme la lumière de la circulation, les accidents et ainsi de suite. Afin de surmonter ces limites, nous proposons d'introduire le jeu de l'énergie pour SAE dans la commande prédictive (MPC), dans lequel les auxiliaires jouent un jeu fini statique sur un horizon glissant.

Dans le détail, le principe de cette commande prédictive MPC est de calculer une séquence de commande à l'avenir qui minimise une fonction de coût, qui résout un problème d'optimisation avec plusieurs de contraintes. Ensuite, seulement le premier élément de cette séquence est appliqué au système. Ce processus est répété pour chaque nouveau pas de temps, après l'application du premier élément de la séquence de commande au système [9]. En outre, la variables de commande de cette loi de pilotage sont les séquences d'activation / désactivation des vecteurs de demande de puissance $P_{aux}^i, \forall i = 1, \dots, N$. En plus, le problème d'optimisation est de maximiser la fonction d'utilité (Eq.12) de chaque joueur dans ce jeu.

D. DISTRIBUTED ALGORITHM

Selon la formulation de jeu dans la section II.B et II.C, les auxiliaires électrifiées seraient prêts à coopérer pour planifier leur consommation d'énergie sur une fenêtre de prédiction. Dans cette partie, nous proposons une structure de l'algorithme et de contrôle pour ce jeu d'énergie, qui peut être trouvée dans la figure en dessous :

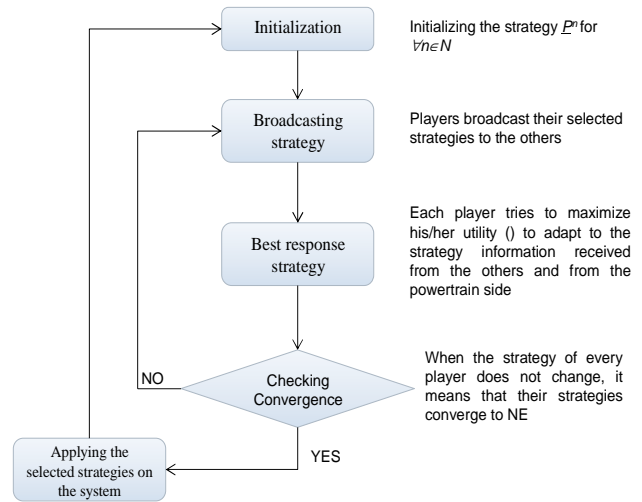


Figure 5 Algorithme pour l'approche de théorie des jeux

Notez que lorsque les stratégies des joueurs convergent vers l'équilibre de Nash, le contrôleur va sélectionner ces stratégies et les appliquer à SAE. A l'instance $(k + 1)$, ces variables de contrôle seront recalculés à partir de l'étape d'initialisation pour un nouvel horizon de prédiction $[(k+1), (k+1+T_p)]$. En effet, cette remarque explique comment nous avons introduit le jeu de l'énergie dans le cadre de la commande prédictive MPC.

IV. RESULTATS DE SIMULATION

Dans cette partie, nous présentons l'analyse de simulation de cette nouvelle approche, et soulignons ses avantages par comparaison à la commande de base appliquée sur EAS. Cette analyse montre dans cette section se compose de deux analyses principales: la consommation des coûts de l'énergie et la convergence de l'algorithme.

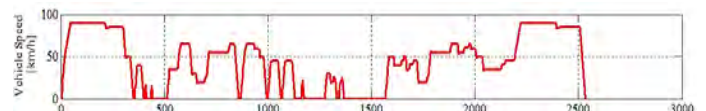


Figure 6 Cycle de Conduite DS55_MHD

La plate-forme de simulation sélectionné pour la simulation est en face à l'avant, dans laquelle il existe un modèle de pilote. Le modèle du véhicule est un hybride rechargeable ayant un moteur diesel de 242hp et une batterie Lithium-Ion d'une capacité de 24kWh. Le cycle de conduite en cours d'examen est DS55_MHD, qui pourrait être trouvé dans la figure 8. Les conditions initiales de la simulation sont comme suit :

- température de l'air à l'intérieur de la caisse: -25(°C)
- pression à l'intérieur du réservoir d'air: 10 (bar)
- état de charge de la batterie de traction: 55%
- véhicule est à l'arrêt.

Nous allons tester la nouvelle loi de pilotage avec trois différents horizons de prévision: $T_p = 30s, 60s,$ et les résultats de simulation sont présentés dans 90s. Some les chiffres suivants:

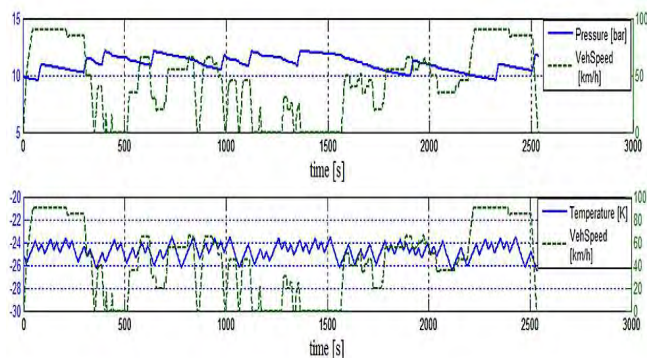


Figure 7 Pression/Température dans le système d'alimentation d'air / caisse calorifique, avec $T_p = 90$

La comparaison sur la réduction de coût d'énergie est présentée dans Tabl.1

	Fuel Cons. (l/100km)	Final SOC [%]	Final Press. [bar]	Final Temp. [°C]	Cost Reduction [%]
Hysteresis	25,4156	38,03%	9.808	-24.38	0%
$T_p=30s$	25.4007	37.82%	11.52	-26.01	0.08%
$T_p=60s$	25.3873	37,83%	11.68	-25.96	0.14%
$T_p=90s$	25,1962	37,69%	11.64	-26.36	0.89%

Table 1 Comparaison sur le coût de la consommation d'énergie

Concernant la convergence de l'algorithme utilisé pour chercher l'équilibre de Nash, on trouve qu'elle peut trouver l'équilibre du jeu de la consommation d'énergie dans la plupart des cas. Lorsque l'algorithme converge, le nombre d'itérations nécessaires pour converger vers l'équilibre est faible (maximum cinq itérations).

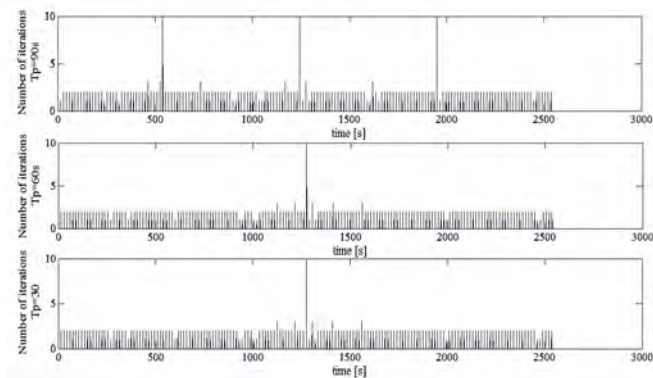


Figure 8 Nombre d'itérations de l'algorithme dans trois cas: $T_p = 90s, T_p = 60s$ et $T_p = 30s$

Cependant, en dépit de tous horizons de prédiction testée dans cet article, il y a toujours des cas où l'algorithme est bloqué dans une boucle infinie et doit

être forcé à arrêter. Ce résultat montre que la "meilleure réponse" peut devenir inefficace dans le pire des cas. Par conséquent, d'autres algorithmes tels que frictious-jeu, l'apprentissage rationnel, Q-learning sont indispensables pour améliorer l'aspect de la convergence du jeu de la consommation d'énergie

V. CONCLUSION

Dans cet article, nous présentons une nouvelle stratégie de lutte qui est basée sur la théorie des jeux pour le système auxiliaire électrifiée en Plug-in Hybrid Electric Vehicle (PHEV). La théorie de jeu inséré dans le contrôle de prévision basé sur un modèle est utilisée dans le but d'améliorer la coopération entre les auxiliaires électrifiées du système. Les résultats des simulations montrent que la réduction des coûts de l'énergie et le ratio minimum moyenne sur la batterie de traction de pointe pour pourraient être améliorées avec la nouvelle stratégie de contrôle.

Pour les travaux futurs, nous avons l'intention d'améliorer l'algorithme distribué afin d'assurer la convergence vers l'équilibre de Nash dans chaque prise de décision de l'EAS, ainsi que d'introduire le convertisseur DC / DC dans le jeu avec le rôle d'un joueur.

REFERENCES

- [1] T.Hendricks et al., "Heavy Vehicle Auxiliary Load Electrification for the Essential Power System Program: Benefit, Tradeoff, and Remaining Challenges", SAE Technical Paper, International Truck and Bus Meeting and Exhibition, Detroit Michigan, November 18-20, 2002
- [2] S.Prestsch, M.Winter, "Electrification of a commercial vehicle 's auxiliaries: A chance of reducing fuel consumption and CO₂ emissions", 12th International Symposium of Heavy Vehicle Transportaion Technology- Sweden, 2012
- [3] P.Palenski et als., "Demand Side Management: Demand Response, Intelligent Energy Systems, and Smart Loads", IEEE Transactions on Industrial Informatics, Vol.7, No.3, 2011
- [4] W. Saad et als., "Game Theoretic Method for Smart Grid: An overview of Microgrid Systems, Demand-Side Management and Smart Grid Communications", Signal Processing Magazine, IEEE (Volume:29 , Issue: 5), Pages:86-105
- [5] W.Chenye et al., "Vehicle-to-Aggregator Interaction Game", IEEE Transactions on Smart Grid, Vol 3, N°1, Pages: 434-442, 2012
- [6] W.Tushar et al., "Economics of Electric Vehicle Charging: A Game Theoretic Approach", IEEE Transactions on Smart Grid, Vol: 3, N°4, 2012
- [7] José M Vidal, "Fundamental of Multi-agent System with NetLogo Examples"- 2010
- [8] K.D.Nguyen et al., "Model Predictive Control dedicated to an electrified auxiliary in HEV/PHEV", Applied Mechanics and Materials, Vol.532, pp:50-57, Feb. 2014
- [9] I.Lampropoulos, N. Baghina, Wil L.Kling, "A Predcitive Control Scheme for Real-Time Demand Response Applications", IEEE Transactions on Smart Grid, Vol.4, No.4, Dec. 2013

Conception et dimensionnement d'un convertisseur statique de puissance en environnement sévère

Anne-Sophie Podlejski

Encadrée par Christian Vollaire (MIS), Cyril Buttay (EE), Arnaud Bréard (MIS)

Abstract—In the « more electrical » aircraft, several functions, hydraulic or pneumatic are replaced by electrical ones. One can cite for instance thrust reverser, engine brake, or actuation of the landing gear. The « more electrical » aircraft is expected to optimize energy efficiency and bring a maximum operational safety. The ACCITE project is aimed at building a 3-phase inverter which controls a permanent magnet synchronous machine of few kW at 300°C.

First, we will present a procedure aimed at modelling the parasitic elements of a power module study, and a comparison between temporal simulations based on this modelling and measurements. Then, we will introduce a new method for evaluating losses in a power module using calorimetry. This method will be applied to a buck converter operating at various frequencies, and the measured losses will be compared to data obtained through simulation.

Résumé— Au sein de l'avion « plus électrique », certaines fonctions, jusqu'alors régies par pression hydraulique ou pneumatique deviennent électriques. On peut notamment noter parmi celles-ci, l'inverseur de poussée, le freinage, l'actionnement des trains d'atterrissage. On attend de l'architecture plus électrique une amélioration de l'efficacité énergétique et de la fiabilité. Le projet ACCITE (Actionneur Compact pour Convertisseur Intégré à Températures Extrêmes) a pour but de réaliser un onduleur triphasé commandant une machine synchrone d'une puissance de quelques kW fonctionnant à 300°C.

Nous présenterons dans une première partie une démarche visant à modéliser les éléments parasites d'un module d'électronique de puissance, ainsi qu'une comparaison entre des simulations temporelles tenant compte de ces éléments parasites et des mesures. Puis, nous introduirons une méthode de mesure calorimétrique des pertes dans un module d'électronique de puissance. Une comparaison entre les pertes prédites par les simulations circuits et les pertes mesurées par la

méthode calorimétrique sera réalisée dans la dernière partie. Cette étude sera menée sur un hacheur série fonctionnant à différentes fréquences de commutation.

I. INTRODUCTION

L'introduction de systèmes électriques dans un avion est conditionnée par la compatibilité électromagnétique (CEM) avec l'électronique des systèmes de navigation par exemple. Cette compatibilité électromagnétique est régie par des normes qui imposent certaines restrictions quant aux émissions électromagnétiques générées par les systèmes électriques [1], mais également celles reçues par ces mêmes systèmes (susceptibilité électromagnétique). Les bus HVDC (High Voltage Direct Current) destinés à l'avion plus électrique, sont régis par la norme DO-160F [2], décrite par le RTCA (Radio Technical Commission for Aeronautics). Les contraintes normatives étant importantes, il est primordial de les prendre en compte dès le début de la phase de conception d'un produit, avant même qu'un prototype ne soit construit. La CEM prédictive, prend donc toute son importance afin de simuler les perturbations électromagnétiques induites par l'import de nouveaux dispositifs à bord de l'aéronef.

II. METHODOLOGIE DE SIMULATION D'UN MODULE DE PUISSANCE DANS LE CADRE DE LA CEM PREDICTIVE

Cette partie présente une méthode de calcul des éléments parasites d'un module d'électronique de puissance. Ce module est utilisé dans le cadre de l'avion plus électrique. Étant donné la complexité du système, la validation de la méthode a été faite sur un système connu, plus simple [3]. Les outils utilisés comprennent un modèle électromagnétique et un modèle électrique qui seront par la suite intégrés au sein d'une procédure d'optimisation dans un contexte de compatibilité électromagnétique prédictive. Le modèle électromagnétique issu du logiciel *Momentum* prédit les comportements inductifs et résistifs mais également capacitifs des interconnexions électriques intra-convertisseur (layout), contrairement à ce qui a été réalisé avec *InCa 3D*

[3]. Le modèle électrique permet de passer des simulations fréquentielles aux simulations temporelles.

A. Définition des paramètres sur le logiciel d'extraction de matrice d'impédance

Afin d'extraire la matrice d'impédances Z des pistes et d'obtenir le $Z(f)$ associé, la première étape consiste à renseigner la géométrie du routage (géométrie du circuit) dans le logiciel ADS Momentum.

La validation de la méthode se fait ici sur un système simple (hacheur série figure 1) en vue d'une étude sur un système plus complexe (bras d'onduleur figure 2) ainsi que de dégager les principales tendances spécifiques à ces choix technologiques. Le système plus complexe est issu d'un projet nommé THOR, [4] initié entre le laboratoire Ampère et l'entreprise Labinal Power System. Il a permis de réaliser un bras d'onduleur intégrant certaines des fonctionnalités des drivers intégrés dans un environnement haute température.

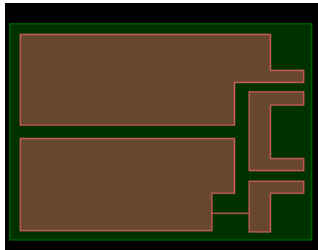


Figure 1. Layout du hacheur série

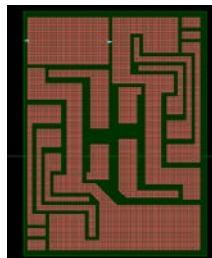


Figure 2. Layout du bras d'onduleur

Le domaine de fréquence sur lequel on effectue l'extraction de la matrice d'impédance est en général défini avec comme limite basse la fréquence de découpage du circuit (pour notre exemple 20 kHz), et comme limite haute 30 MHz, qui correspond à la fréquence maximale considérée dans la norme pour les perturbations conduites (mesures normatives). Le logiciel *Momentum* permet de déterminer les éléments parasites sous forme d'une matrice de paramètres S , qu'il faut ensuite transformer sous forme d'une matrice d'impédances Z . C'est à partir de cette matrice Z que l'on génère un fichier *netlist* (représentation circuit) au format *.sp3* que l'on peut ensuite convertir au format *.sin*, lisible par *SABER*.

B. Simulations fréquentielles sur un hacheur série

La première chose à réaliser est la saisie du schéma électrique dans le logiciel Saber (ici le hacheur série, figure 3). La fréquence de découpage est de 20 kHz, le rapport

cyclique α , de 50%. Lors de ces simulations, seul le routage et les composants passifs sont étudiés. Les composants actifs (JFET, diode et RSIL) sont donc mis en court-circuit ou en circuit ouvert.

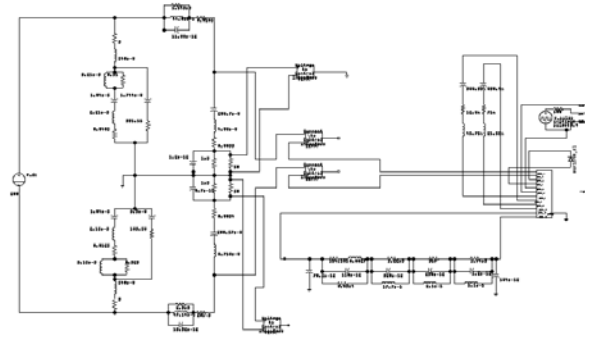


Figure 3. Schéma du modèle complet du hacheur série

Le circuit est composé d'un réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL), deux capacités de découplage, le modèle du routage obtenu comme présenté ci-dessus, un JFET dont le modèle a été réalisé au laboratoire, sa commande, une diode, et sa charge associée. Les résultats de ces simulations sont comparées aux mesures, aux simulations faites exclusivement sous ADS, et aux simulations *SABER* avec une matrice d'impédances issue d'*InCa 3D* (travaux d'E. Rondon). Les résultats aux bornes du RSIL (la diode et le JFET étant en circuit ouvert) sont présentés à la figure 4.

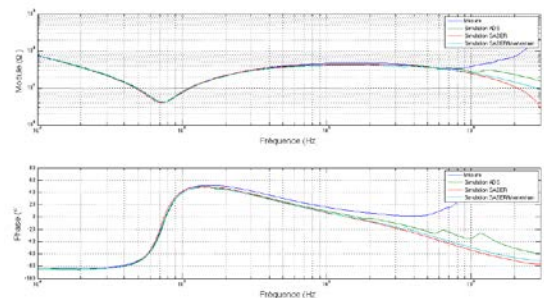


Figure 4. Module et phase aux bornes du RSIL, obtenus via la mesure (bleu), la simulation ADS (vert), la simulation *InCa3D/Saber* (rouge), et la simulation *Momentum/Saber* (cyan)

Le décalage que l'on a au niveau des résultats de simulation avec la passerelle *Momentum/SABER* est probablement dû au vector fitting lors de la génération du modèle SPICE 3 de la matrice multipolaire. Ce défaut sera corrigé par la suite, grâce à la précision du vector fitting qui peut être améliorée.

C. Simulations temporelles sur un hacheur série

La passerelle mise au point entre *Momentum* et *Saber* a été réalisée pour améliorer les temps de résolution. Le logiciel *InCa 3D* ne permet pas de modéliser les effets capacitifs qui doivent donc être calculés analytiquement. Les résultats de simulations temporelles (*Momentum* et *Inca 3D*) du courant

dans la charge et du courant dans le drain du JFET sont donnés aux figures 5 et 6.

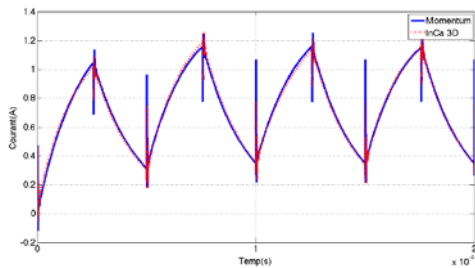


Figure 5. Comparaison courant dans la charge, en bleu Momentum, en rouge InCa 3D

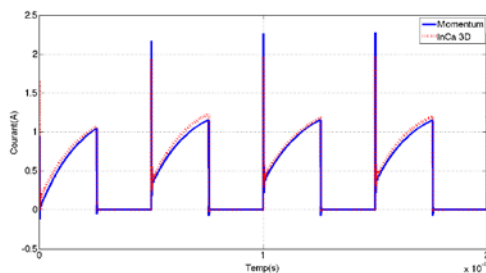


Figure 6. Comparaison courant dans le drain, en bleu Momentum, en rouge InCa 3D

Les résultats issus de SABER montrent quelques différences avec les mesures effectuées. Cela est dû au fait que dans la modélisation du JFET, le paramètre N_{DD} (concentration de dopants dans le canal vertical) est considéré comme uniforme. En régime dynamique, c'est à dire lors de la commutation du transistor, la concentration de dopants dans le canal vertical influence le transitoire avec une différence dans l'amplitude des oscillations. La FFT nous permet d'étudier le comportement fréquentiel pour les différents tests effectués en temporel. Les normes aéronautiques étant définies en fréquentiel, c'est pour cela que nous effectuons ces FFT.

Les résultats des différentes FFT sont présentés sur la plage de fréquence 20 kHz jusqu'à 30 MHz. De la même façon que pour les résultats temporels, une comparaison entre les deux modèles est présentée sur les figures 7 et 8.

Le modèle complet présente de bons résultats dans le domaine temporel même si des oscillations à hautes fréquences ne sont pas reproduites par le modèle sur toutes les FFT étudiées. La comparaison des spectres et des enveloppes présente de bons résultats jusqu'à une fréquence de 30 MHz, ce qui est intéressant compte-tenu des normes aéronautiques.

La méthode proposée permet donc d'obtenir une bonne précision, et va donc pouvoir être appliquée à des circuits plus complexes. Cela permet notamment de réduire considérablement les temps de simulation et permettra d'améliorer les comportements électromagnétiques des systèmes au travers d'un processus d'optimisation.

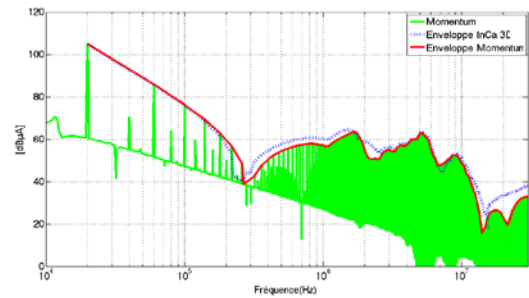


Figure 7. Comparaison des enveloppes simulées sous SABER avec le modèle InCa 3D (bleu) et avec le modèle SABER/Momentum (rouge) du courant dans la charge

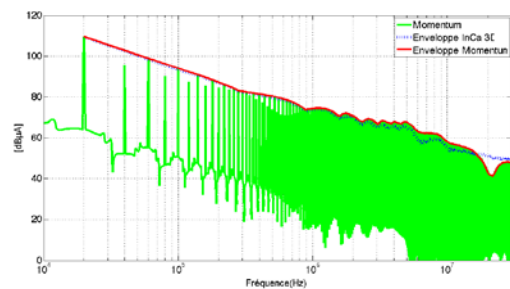


Figure 8. Comparaison des enveloppes simulées sous SABER avec le modèle InCa 3D (bleu), et avec le modèle SABER/Momentum (rouge) du courant dans la charge

III. COMPARAISON DE MESURES DE PERTES DANS UN MODULE D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE ENTRE UNE METHODE CALORIMETRIQUE ET DES SIMULATIONS CIRCUIT AVEC PRISE EN COMPTE DE LA CEM

L'intérêt de cette manipulation est de réaliser une mesure précise des pertes dans un module d'électronique de puissance. Ces pertes pourront être déterminées lorsque le module se trouve à la température ambiante, mais également dans un environnement sévère. Ceci permettra d'établir un modèle du module complet en fonction de la température.

A. Principe de la mesure calorimétrique

Dans cette partie, nous décrivons une méthode de mesure précise des pertes dans un module d'électronique de puissance grâce à une méthode calorimétrique est présentée dans cette partie. Le module de puissance est placé sur la surface supérieure d'une colonne en aluminium. Le flux thermique, correspondant aux pertes traversant cette colonne, peut être évalué en mesurant une différence de température entre deux points précis de la colonne, et connaissant la résistance thermique de la portion de la colonne correspondante. Le schéma de principe de la manipulation correspond à la figure 9.

La colonne en aluminium de la figure 1 a été dimensionnée de façon à obtenir une résistance thermique totale de 1°C/W environ.

La résistance thermique sur une partie de la colonne a été calculée grâce à l'équation (1).

$$R_{th} = \frac{e}{\lambda S} \quad (1)$$

La conductivité de l'alliage de l'aluminium étant connue : $\lambda=181\text{W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$, la surface a été fixée avec R, le rayon du cylindre, $R=15,01\text{mm}$ pour permettre de mettre les composants de puissance au-dessus. La distance entre les deux sondes est $e=10,08\text{ cm}$, la résistance thermique peut être calculée, $R_{th}=0,7870^\circ\text{C/W}$.

La résistance des sondes à 0°C est de 1000 Ohm et l'intervalle fondamental entre 0°C et 100°C est de 385 Ohm . Sur la plage de fonctionnement de notre expérience, on peut linéariser avec une précision de $0,15\%$, selon la norme IEC 751 [5]. L'expression de la température est donnée par l'équation (2).

$$T = \frac{R - 1000}{3,85} \quad (2)$$

Les résistances des deux sondes PT1000 sont mesurées, quand le système a atteint son fonctionnement en régime établi. On obtient donc la différence de température sur la hauteur de la colonne. La résistance thermique est définie par l'équation (3).

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{\varphi} \quad (3)$$

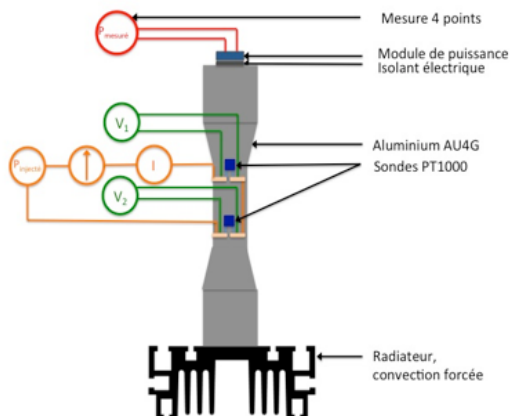


Figure 9. Schéma de principe de la manipulation

Le terme φ correspond au flux thermique dans la colonne. Il peut s'agir des pertes dans le cas d'une mesure sur un convertisseur, ou d'une puissance volontairement dissipée par des résistances lors d'une phase de calibration. En raison d'incertitudes (notamment sur la valeur de la conductivité thermique de l'alliage d'aluminium utilisé), l'équation (1) ne donne en effet qu'une valeur approchée de la résistance thermique réelle. Une calibration sur la colonne en aluminium (avec une résistance de $4,7\Omega$) est donc nécessaire afin de déterminer avec précision sa résistance thermique. La réponse temporelle du système à un échelon de puissance injectée correspond à un système du premier ordre. Le temps de réponse à 95% a été calculé par la méthode des moindres carrés et est égal à 8 min . Les mesures ont donc été effectuées 30 min après la mise sous tension une fois le

régime établi atteint. Toute la puissance dissipée par le composant est transférée par conduction dans la colonne. Celle-ci a été placée dans une boîte en plexiglas et remplie d'un isolant thermique (vermiculite) dont la faible conductivité thermique ($\lambda=0,0694\text{ W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$) nous permet de négliger le flux de chaleur qui la traverse. Cette méthode garantit une bonne précision à plus ou moins 2% lors de la calibration, et se révèle très stable dans le temps, une fois le régime permanent atteint.

B. Résultats sur un hacheur série

Le hacheur série étudié (Fig. 10) est un dispositif réalisé au laboratoire Ampère dans le cadre d'une thèse sur la conception de convertisseurs d'électroniques de puissance réalisée par Eliana Rondon [6].

Le bus continu est de 300V . La charge est constituée d'un plan de charge résistif d'une valeur de $60,05\Omega$ en série avec une inductance de $1,16\text{ mH}$. Les capacités de découplage ont pour valeurs respectives : 899 nF et 980 nF . Seul le MOSFET a été placé sur la colonne en aluminium dans la manipulation par souci de praticité et pour évaluer les pertes dans ce dernier uniquement. La figure 11 donne une vue d'ensemble du dispositif.

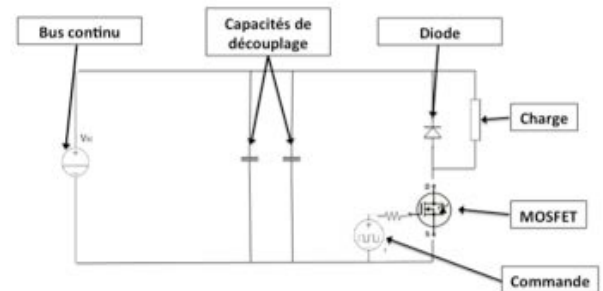


Figure 10. Schéma électrique du hacheur série étudié

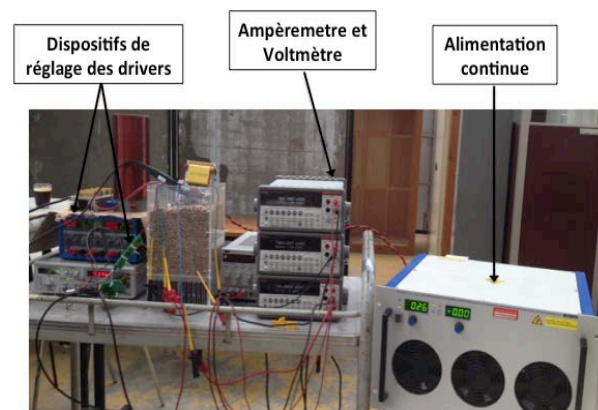


Figure 11. Vue d'ensemble du dispositif réalisé pour la manipulation

Les pertes que nous avons mesurées sont celles dans le MOSFET. Les pertes peuvent être divisées en deux catégories : les pertes par commutation et les pertes par conduction.

Les pertes par commutation d'une part lors de l'ouverture, et d'autre part lors de la fermeture de l'interrupteur sont

obtenues pour les mesures électriques pendant le temps de commutation grâce à la formule :

$$P_{ds} = \int \frac{T}{2} V_{ds}(t) \times I_s(t) dt \quad (4)$$

Les pertes par conduction sont déterminées par l'ordonnée à l'origine de la courbe P_{totale} en fonction de la fréquence de commutation. Les pertes en commutations sont déterminées par l'énergie de commutation qui correspond à la pente de la droite multipliée par la fréquence de commutation. Plusieurs acquisitions ont été réalisées en faisant varier la fréquence de découpage du hacheur. Les différentes valeurs prises pour la fréquence de découpage sont : 20 kHz, 30 kHz, et 40 kHz.

On s'aperçoit que les résultats obtenus via la mesure électrique ne sont pas cohérents. En réalisant un recalage temporel, on obtient 19.67 W de pertes à 20kHz contre 67.78 W sans recalage temporel. Cependant, cette méthode n'est pas adaptée.

C. Résultats des simulations circuits

Les simulations circuit ont été réalisées via le logiciel SABER (schéma Fig. 12). La première chose à faire a été de caractériser la charge à l'impédancemètre afin d'en établir un modèle équivalent de circuit sur la plage de fréquence étudiée. Trois mesures différentes ont été réalisées afin de déterminer l'impédance de mode différentiel et les deux impédances de mode commun, [6]. Seule l'impédance de mode différentiel est donnée ici (Fig. 13). La méthode de vector fitting a été adoptée. Les résultats issus du programme d'optimisation par cette méthode sont donnés à la même figure.

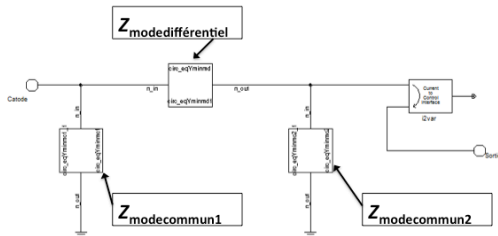


Figure 12. Schéma de principe de la charge

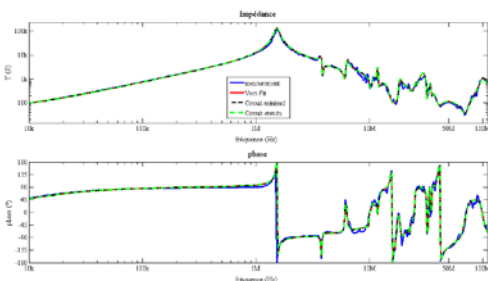


Figure 13. Modèle d'impédance de mode différentiel de la charge

Les résultats des simulations circuit sont donnés sur la figure 14 pour une fréquence de commutations de 20 kHz.

Le tableau 1 donne les résultats de simulation des pertes. L'énergie de commutation simulée est de 333 μJ.

Tableau 1. Récapitulatif des pertes pour la simulation à différentes fréquences de découpage

	20 kHz	30 kHz	35 kHz
$P_{conduction}$	5,40 W	5,40 W	5,40 W
$P_{commutations}$	6,66 W	10 W	11,66 W
Somme des pertes	12,07 W	15,27 W	17,07 W

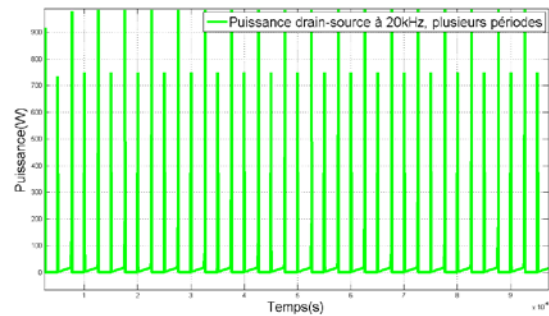


Figure 14. Puissance drain-source à 20kHz, simulé

On considère que les conditions physiques n'ont pas évolué vis-à-vis de la calibration, on a donc la même valeur de résistance thermique pour la colonne en aluminium lors de la manipulation avec le hacheur série. Le tableau 2 récapitule les résultats obtenus aux différentes fréquences considérées. Les valeurs des sommes totales des pertes ont été calculées comme dans l'équation (4). L'énergie de commutation pour les résultats thermiques est de 574 μJ.

Tableau 2. Récapitulatif des pertes pour la méthode calorimétrique

	20 kHz	30 kHz	35 kHz
$P_{conduction}$	9,24 W	9,24 W	9,24 W
$P_{commutations}$	11,49 W	17,24 W	20,11 W
Somme des pertes	20,73 W	25,58 W	29,35 W

D. Comparaison

On remarque une différence entre les pertes mesurées par les méthodes électrique et calorimétrique d'environ 10% quelle que soit la fréquence de découpage considérée. Ceci est dû à l'imprécision des mesures électriques durant les commutations rapides du transistor.

IV. PERSPECTIVES

A. Impact des sondes différentielle et ampérométrique

Afin de connaître l'impact des sondes sur la qualité de la mesure électrique, il faudrait les caractériser à l'analyseur de réseaux, afin de déterminer leur fonction de transfert.

Une déconvolution des signaux mesurés nous permettra de connaître le retard des sondes vis-à-vis de la réalité.

B. Applications de méthodologie de simulation sur un bras d'onduleur

Comme il a été présenté dans la première partie, la méthodologie de simulation sera appliquée sur un circuit plus complexe comprenant 17 pistes, celui du module THOR.

C. Compromis thermique/CEM

La bonne gestion thermique des composants nécessite de les espacer au maximum pour faciliter l'évacuation de la chaleur qu'ils dissipent, et éviter qu'ils n'interfèrent thermiquement. Pour réduire les éléments parasites, sources de perturbations CEM, il faut au contraire concevoir un circuit le plus compact possible. De la même façon, un transistor commutant rapidement dissipera moins de puissance, mais produira plus de perturbations CEM.

Dans un contexte aéronautique, où les contraintes de poids et d'encombrement sont importantes, un compromis entre thermique, CEM et rendement doit être trouvé, en se basant sur la simulation.

D. Tests du bras d'onduleur sur des bobines avec SIE inorganique

Des tests sur des bobines réalisées au LSEE possédant un système d'isolation électrique en céramique sera réalisé afin de vérifier leur tenue aux variations rapides de tension. Ces tests seront faits en septembre 2014 au laboratoire GREEN de l'ENSEM. Suivant les résultats, il pourra être nécessaire de placer un filtre entre la sortie de l'onduleur et les enroulements de la machine électrique.

E. Filtrage du module

L'absence de câble en entrée du moteur implique qu'il n'y a pas de filtrage vis-à-vis des perturbations électromagnétiques sur ce dernier. Un filtre d'entrée devra donc être réalisé.

F. Tests en température

Dans les perspectives à long terme, nous allons réaliser des tests du bras d'onduleur à haute température. Dans un premier temps, ceci sera fait avec des bobines utilisant le système d'isolation électrique inorganique réalisé par le LSEE. Par la suite, un onduleur triphasé sera physiquement monté sur une machine complète, et l'ensemble sera testé en environnement sévère. L'impact de la température sur les pertes, la tenue en tension [7], et les aspects CEM seront étudiés.

V. REFERENCES

- [1] F. Costa, G. Rojat : « CEM en électronique de puissance - Sources de perturbations, couplages, SEM » - Techniques de l'ingénieur, D3290, 1999.
- [2] RTCA, DO-160F : « Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment », 2007.
- [3] E. Rondon, F. Morel, C. Vollaire, J-L. Schanen: « Modeling of a Buck Converter with a SiC JFET to Predict EMC Conducted Emissions » - IEEE Trans. on Power Electronics 29(5), pp. 2246 – 2260
- [4] K. El Falahi, S. Hascoët, C. Buttay, P. Bevilacqua, L. V. Phung, D. Tournier, B. Allard, D. Planson: « High temperature, Smart Power Module for aircraft actuators » - *HiTEN'13*, Oxford, UK, 2013.
- [5] DIN IEC 751 : « Temperature / Resistance Table for Platinum Sensors ».
- [6] E. Rondon, [Thèse de doctorat](#), École Centrale de Lyon, 18 juin 2014 : « Conception de convertisseurs électroniques de puissance à faible impact électromagnétique intégrant de nouvelles technologies d'interrupteurs à semiconducteurs ».
- [7] X. Fonteneau, [Thèse de doctorat](#), INSA de Lyon, 12 juin 2014 : « Conception d'un onduleur triphasé à base de composants SiC en technologie FET à haute fréquence de commutation ».

Vehicle Thermal Management Control Systems

Salvador Sermeño

Eric Bideaux - Laboratoire Ampère

Tessa Morgan – Volvo GTT.

Abstract—

The increasing complexity of engine cooling systems results in added interactions and disturbances to the performance. Also, the cost to operate large trucks has risen in the last few years, mainly due to oil prices. Using the full motive force of the engine for propulsion and maximizing fuel economy is a challenge for future designers and companies. Non-propulsion loads (fan, water pump...) draw a significant percentage of the engine's power thus lowering the vehicle's fuel economy. Electrification of such loads offers a way to minimize their effect, but it is not the only answer and in many cases it might be a limited approach. Recent studies have shown that by controlling components with the efficiency is improved (adjusting fan speed according to cooling needs, adjusting coolant flow, oil flow). The cooling system has been studied using the bond graph approach and new concepts for controlling the actuators are proposed

This work is being performed at Renault Trucks, Saint Priest France and Ampère laboratory (INSA de Lyon), France. Access has been granted to the cooling systems of Volvo GTT trucks in order to provide a global view of the system, currently unavailable at the company.

Résumé—Les systèmes de refroidissement des véhicules continuent à se développer et devenir de plus en plus complexes. Ceci introduit des nouveaux problèmes dus aux interactions des composants et les perturbations du système. Avec la montée des prix des combustibles, les développeurs et les compagnies cherchent à améliorer la consommation en respectant les normes d'émission. Une partie de l'énergie produite par le moteur est utilisée par les composants du circuit de refroidissement. L'utilisation d'auxiliaires électriques est une manière de réduire ces pertes parasites, mais ce n'est pas la seule solution. Des études récents proposent que un control plus adaptes des composants peut réduire la consommation de carburant.

Ce travail est réalisé avec la collaboration de Renault Truck, Saint Priest France et le laboratoire Ampère (INSA de Lyon). L'auteur a accès direct aux informations du Groupe Volvo GTT pour comprendre le fonctionnement du circuit de refroidissement ainsi comme les caractéristiques des composants. Le système de refroidissement a été étudié grâce à l'outil Bond Graph. En plus, des nouvelles stratégies de control sont proposées.

I. INTRODUCTION

A. State of the Art

Nowadays, thermal management research is focused on the following topics: development of new components (electric valves, electric pumps...), system simulations and advanced control. A detailed list of Thermal Management concepts for heavy vehicles was given and reviewed by *Wambsganss [1]*. He also discussed some thermal management trends (computer control, heat storage...) but no tests were pursued. The work of *Allen and Lasecki[2]* completed this list. Electric valves, electric pumps, control of EGR cooler flow are some of the discussed concepts. The expected benefits of these optimizations are an increase of fuel economy (by decreasing the fan "On-Time" for example), decreasing engine warm-up time, increase oil life (optimized oil temperature) and decrease engine emissions (Optimized Combustion temperatures, fewer parasitic losses).

Nonlinear algorithms were first presented by *Setlur, Wagner, Dawson and Chen [3]*. They used a simplified cooling system model for real time computer algorithms to regulate the smart valve, electric water pump and radiator fan using nonlinear

controls (Lyapunov). Nonetheless, it's not the only nonlinear control found. *Bhat, Joshi, Shiozaki, Ogasawara, Yamada and Somu [4]* used a different strategy: the adaptive control of an electromagnetic fan clutch (ECFD), and then added a PID controller to be used only during warm up. In order to improve the energy management, *Salah, Mitchell, Wagner and Dawson [5]* compared different control strategies for a simple circuit with electric fans, pump an electric thermostat valve. The results showed that an advanced control (in their case backstepping) led to energy savings of up to 6 W (compared to the normal operation).

Further work was researched but it's not presented in this article. Most of the research has been done for passenger vehicles and hybrids (patents and papers). However the heavy duty vehicle manufacturers are beginning to follow the example set by the car industry.

The cooling system is becoming more complex and, in most cases, it results in a modification of the demands made to the cooling system (oil cooler bypass, EGR cooler, air compressor, engine brakes, engine performance ...). When several changes are made, a global view is needed and the complexity of said systems might hide interactions between controlled components that become evident in the final stages of vehicle validation (troubleshooting). The review of the current literature indicates that this hasn't been studied yet, since most papers relate to a specific modification to the system. But future vehicles will be possibly using many different technologies. A need to evaluate overall system performance and coupling has risen, and this is the goal of the work presented in this thesis.

B. Objectives of the PhD

The goals of this work can be listed as follows:

- Provide a Global View of the cooling system (not currently available in Volvo)
- Understand the current control strategies for thermal management devices
- Determine interactions between subsystems
- Develop concepts to optimize the control of the overall system.

It has to be stated the development of a simulation platform is not part of the goals of this PhD. It will be provided by Volvo GTT.

II. PROCESS

In this paper only the modeling of the cooling system and the proposed control strategies that have been developed will be presented.

A. Bond Graph Modeling

The bond graph tool was chosen to be used in order to determine interactions between actuators and study the structure of the cooling system.

It needs to be noted that for this research pseudo bond graphs were used in order to couple the two existing phenomena (thermal and hydraulic). We have hydraulic energy (coolant, oil flows), electrical (control of the fan and pump clutch), thermal (heat exchange) and mechanical (pumps and valves). Some dynamics have been neglected when needed. The system's dynamics are nonlinear mainly due to the coupling of different domains.

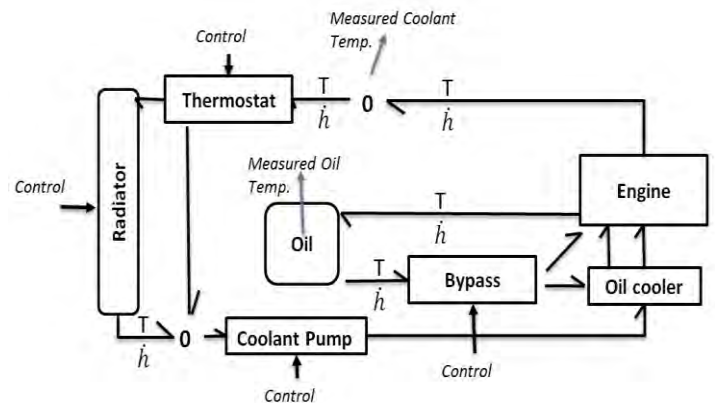


Fig 1. Simplified Word Bond Graph of the System

The equations above describe the nonlinear model which we obtain for the Bond Graph representation in Figure 2. Where T_i is the temperature in a given node, C_i is the heat Capacity of a component, q is the coolant flow at the oil cooler, q_2 is the coolant flow through the air compressor, $(q-q_2)$ is the coolant flow through the engine, q_1 is the coolant flow through the radiator and Q_i are the respective heat inputs in each component when needed. Finally u_1 and u_4 are respectively the radiator heat exchange and the oil cooler heat exchange. It is related to our control specifications since u_1 depends on fan speed demand, and u_4 depends on the opening of the oil thermostat.

It has been assumed that heat capacity for each component is a function of the volume of coolant in the component and specific heat given by the mass of the material and is constant, as is the density of the fluid and the materials conductivity. Additionally, the dynamics of the actuator aren't included in the model presented; the goal of this paper is not the precise

modeling of the system but the implementation of new control strategies.

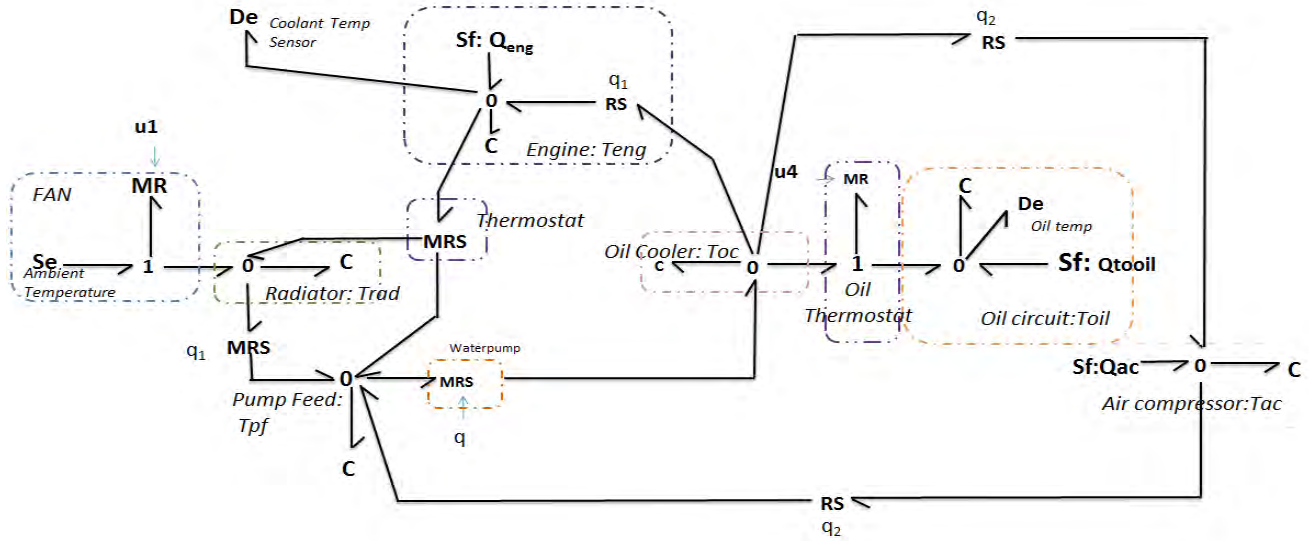


Fig 2. Simplified Pseudo Bond Graph of the System

The resulting equations from such a system are

$$\frac{dT_{pf}}{dt} = [-cqT_{pf} + c(q - q_1 - q_2)T_{eng} + cq_1T_{rad} + cq_2T_{AC}] \times \frac{1}{C_{pf}} \quad (1)$$

$$\frac{dT_{oc}}{dt} = [cqT_{pf} - u_4(T_{oc} - T_{oil}) - cq_2T_{oc}] \times \frac{1}{C_{oc}} \quad (2)$$

$$\frac{dT_{eng}}{dt} = [c(q - q_2)T_{oc} - c(q - q_2)T_{eng} + \dot{Q}_{eng}] \times \frac{1}{C_{eng}} \quad (3)$$

$$\frac{dT_{rad}}{dt} = [cq_1T_{eng} - cq_1T_{rad} + u_1(T_{amb} - T_{rad})] \times \frac{1}{C_{rad}} \quad (4)$$

$$\frac{dT_{AC}}{dt} = [cq_2T_{oc} - cq_2T_{AC} + \dot{Q}_{AC}] \times \frac{1}{C_{AC}} \quad (5)$$

$$\frac{dT_{oil}}{dt} = [u_4(T_{oc} - T_{oil}) - \dot{Q}_{toil}] \times \frac{1}{C_{oil}} \quad (6)$$

B. Control Laws Development

In the study presented, the optimal control laws to be determined must be able to fulfill the system's constraints; but also coordinate (organize, class ...) in a logical or efficient way the command routines. Moreover, they can be exploited in order to reduce the energy used while still maintaining appropriate control. It needs to be noted that automatic control doesn't imply better fuel consumption just in the case it is specifically conceive for this purpose.

1) Dynamic Programming (DP) Optimization

DP solves problems where decisions are made in succeeding stages. For each stage, the possible commands are evaluated using a cost function which implies the current and previous (expected) cost. The expected cost of a future or past stage is known.

A recursive function is used and it simplifies our optimization problem since it divides a global problem in different steps to be optimized.

The purpose of this step is to determine the actual gain of an advanced control strategy for the system. DP will determine the ultimate solution for a given cycle for instance. Currently we are not able to embed such a solution in a real time controller (calculation time, data needed, memory needed...).

A running model has been built and the results are showed. The used algorithm uses a simpler model than the one detailed in this paper.

2) Receding Horizon Optimization

A second approach will be to test the RHC method. It is a method that, at each sampling instant, calculates the current control input by solving an open-loop optimal control problem. This method has been introduced in the industry recently. This method is also called Model Predictive Control since it uses a model of the system to predictive future states.

The following requirements need to be clearly stated:

- The prediction method
- The time horizon
- The constraints

One of the mayor drawbacks of the development of this technique to real world applications relies mainly on the needed computational time. So this approach has been mainly used for slow system with large sampling times (seconds, minutes, hours). New improvements in chips, ECUs... will expand its reach.

The first prediction method to be used it's a simplified DP algorithm.

3) Flatness control

An approach based on the Flatness principle proposed by Fliess et al. [6] was used to develop nonlinear and linear controllers have been developed for MIMO and SISO systems.

The flat outputs for the linear systems have been determined using the canonical form presented by Fliess et al. [7]. No method exists to determine the flat outputs for a Nonlinear system. If they can be determined, they are not unique.

In the real system it could be possible to control up to 4 actuators (coolant thermostat, oil thermostat, water pump and fan) while only 2 sensors (outputs) are used (Engine outlet temperature and oil feed temperature). As a result of such architecture, a full system decoupling is not possible, there's an input/output mismatch. In order to apply the flatness control directly to the system it would be necessary to define 4 outputs. Nevertheless, it is possible to consider different operating conditions which are common in every driving cycle, in order to select the adequate input set in each case. These driving conditions are presented in the following table and are explained in the following paragraphs.

The thermostat valve will not be controlled. It will remain the current wax thermostat that is temperature dependent. The coolant pump is a two speed pump

(High and low speed). The fan speed is variable accordingly to the engine speed. And finally a variable bypass valve is used to control the flow through the oil cooler oil side.

In the first mode (wu), the primary objective consists in allowing the cooling system to achieve the set operating temperature (oil and coolant) In this case the fan action is unwanted (fan can only cool the coolant) . The oil bypass is kept closed so the oil reaches its operating temperature as soon as possible (colder oil increases the engine friction losses).

For the second mode (nc), the system has reached its operating temperature (coolant and oil). In this mode's objective is to regulate the coolant temperature at a given range. According to table 1, two controllable components are available. However in this paper, a simple control law has been used for the coolant pump (similar to the current control).

Finally the last mode (ho) corresponds to a too high oil temperature. The oil quality and its properties could be deteriorated if the temperature keeps rising. In this mode it is assumed that the pump is fully engaged and two outputs can be controlled (Fan and Oil Bypass).

4) Model Free Control

The previous assumptions are valid for the model free controller.

Model free control is a novel control strategy which does not need any precise mathematical model, thus offering some advantages for the control of complex systems, such as:

- Simplicity,
- Fast implementation
- Low computation power needed
- Robustness

It has been called a universal control, a plug and play control of complex systems.

However a key element was left unaddressed. The differentiator is the heart of the MFC controller; it is responsible to provide an accurate estimation of the measurement first derivative.

In the following paragraphs we will present a specific method to build a differentiator using the super twisting algorithm and an adaptive super twisting algorithm proposed by Levant. [8]

C. Implementation

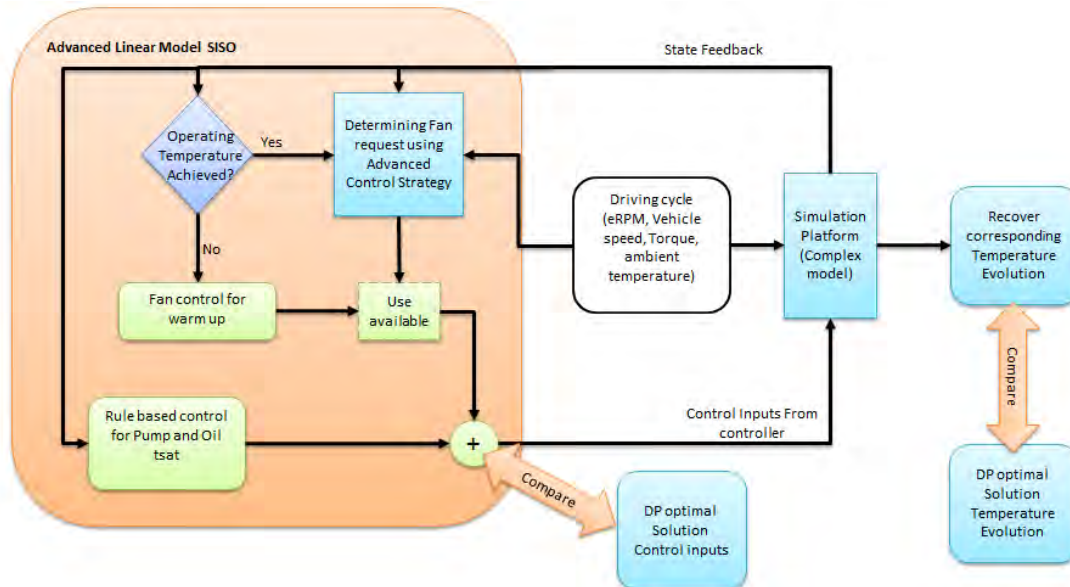


Fig. 3. Linear SISO implementation

In figure 3, the implementation of a linear SISO controller is presented. A similar representation is used for nonlinear and MIMO controllers.

A closed loop is used in order to give robustness to the system. The correction is needed to deal with model uncertainties and better deal with unknown inputs. It has been set as a proportional or a PI gain.

III. RESULTS

As previously stated the proposed controllers will be compared to the current control and an optimal control using the dynamic programming algorithm which will be assumed to be optimal. All controllers comply with the requisites of the current cooling system (temperature regulation) and prove to be somewhat beneficial (reduction in overall fan-on time, reduction of noise, fuel economy, and limitation of the engine derating time).

For simplicity only the energy consumptions gains will be showed. These are estimated results. The same driving cycle has been used for all the controllers.

However the plant model used is not validated. The model was developed in order to test and build the control strategies. A drawback of the simulation platform used is that the dynamics of the actuators are not accounted for in the model.

The biggest limitation of Dynamic programming remains the number of dimensions. Since it is designed to calculate every possible path, if the number of state variables is increased, the calculation time is exponentially increased as well. Also, the software capabilities could be exceeded (too big matrices for instance). However the more states are calculated, more accurate are the results and more information can be drawn from the dynamics. A

compromise was determined and the results are shown in table 1.

Finally, the numerical results from simulation concerning the temperature evolution of the coolant in the different components and the oil circuit temperature are acceptable since they respect the current imposed limits. These will be shown during the presentation of the research.

Table 1. Fan energy consumption for the different strategies

Method	Energy Consumption (%)
Control run	100
DP	45
RHC	52
Flat SISO	72
Flat MIMO	70.4
Flat NL	66
MFC SISO	85
MFC MIMO	79

IV. CONCLUSIONS

A. Conclusions

In this paper several new approaches for the control of the cooling system components were introduced. An implementation of said controllers is possible in a simulation environment.

Even though results are not conclusive, just an early implementation phase has been presented, the evaluation of the concepts remains of interest. This novel approach is based on the use of a simplified model of the system and the introduction of new control outputs completely decoupled. It was compared and outperformed the current control strategy that was developed experimentally in terms of

energy gain. The gains shown correspond to theoretical gains using software simulation.

Significant energy gains (15-55 %) are shown. However uncertainties of the current model might hide other effects on the cooling system. For instance, due to an absence of heat rejection data, some assumptions have to be made regarding the simulation model (not all temperatures were known, not all flows are measured...) and presented gains will vary in a vehicle implementation. Additionally, the dynamics of the actuators haven't been introduced into the models; this is a limit of the simulation platform. Further testing is planned using a more realistic model.

A drawback of the flatness method presented is its dependency on the availability of all the states. Currently only few states are measured in a normal vehicle configuration. Either an estimator needs to be designed to rebuild the states or new sensors need to be installed in order to implement the procedure in an actual truck. A second drawback is that the selected outputs do not correspond to existing sensors, and its physical representation is not easily understood. The determined flat outputs can be identified as a sort of heat storage of the system. Nowadays, it is not possible to measure said outputs, so as stated previously they have to be calculated using the information from the system.

Conclusions presented in this paper are issued from a solely energy consumption point of view. This is the most interesting aspect for the manufacturer since it is a marketing opportunity. However other objectives can be pursued such as comfort (noise reduction), improve drivability (derating strategies, reliability) and weight (cooling package size reduction mainly).

The possible gains in energy consumption have been presented in percentage compare to the current control. No estimations will be made regarding fuel consumptions because of the assumptions made for this study. For example, the fan used is idealized (it is assumed that the requested speed is achieved immediately).

Further studies can also lead to an evaluation tool to compare the individual gains due to the implementation of a new component (e.g. electric valve instead of wax thermostat). This was considered interesting because it allows us to reduce the number of variables to be tested by the DP algorithm and thus reduce calculation time and needed computer memory storage.

Reducing the number of states requires an approximation of the system. However, this approximation has shown to be accurate enough to provide acceptable results.

B. Next Steps

- It is expected to implement the controllers in a simulation platform provided by Volvo GTT which will be validated.
- Research will be pursued regarding the Thermal Bond graphs.
- Further development of the estimation and the cost function used for the RHC controller
- Develop a Reduced Order Model controller

REFERENCES

- [1] Wambsganss, M., "Thermal Management Concepts for Higher-Efficiency Heavy Vehicles," SAE Technical Paper 1999-01-2240, 1999, doi:10.4271/1999-01-2240.
- [2] Allen, D. and Lasecki, M., "Thermal Management Evolution and Controlled Coolant Flow," SAE Technical Paper 2001-01-1732, 2001, doi:10.4271/2001-01-1732.
- [3] Setlur, P., Wagner, J., Dawson, D., and Chen, J., "Nonlinear Controller for Automotive Thermal Management Systems", proceedings of the 2003 American Control Conference, Denver, Colorado, 2003.
- [4] Bhat, N., Joshi, S., Shiozaki, K., Ogasawara, M. et al., "Adaptive Control of an Externally Controlled Engine Cooling Fan- Drive," SAE Technical Paper 2006-01-1036, 2006, doi:10.4271/2006-01-1036.
- [5] Salah, M., Mitchell, T., Wagner, J. and Dawson, D., "Nonlinear-Control Strategy for Advanced Vehicle Thermal-Management Systems", IEEE Transaction on Vehicular Technology, Vol. 57, no.1, 2008.
- [6] Fleiss, M. Levine, J, Martin, P. and Rouchon, P. "Flatness and defect of nonlinear systems: Introductory theory and examples". Int. J. Control, Vol 61, p1327-1361; 1995
- [7] Fleiss, M. Levine "Generalised controller canonical form for linear and nonlinear dynamics. IEEE Transaction on Automatic Control, 35 No : 9 :994 – 1001, (1999)
- [8] Levant, A. "Full real time control of output variables via higher order sliding modes". European Control Conference, 1999, 6p.

Contrôle des circuits d'équilibrage des systèmes de stockage d'énergie en vue d'estimer et d'améliorer leur durée de vie

Seïma Shili

A. Hijazi^b, P. Venet^a, A. Sari^a, X. Lin-Shi^b, H. Razik^a

^a Université de Lyon, Lyon, F-69622, France ; Université Claude Bernard, Lyon, F-69622, France ; CNRS, UMR5005, Laboratoire AMPERE, Villeurbanne, F-69622, France

^b Université de Lyon, Lyon, F-69622, France ; INSA de Lyon, Lyon, F-69622, France ; CNRS, UMR5005, Laboratoire AMPERE, Villeurbanne, F-69622, France

Abstract— In this paper, research realized in order to monitor and improve the state of health of energy storage systems is presented. The PhD work realized focuses on controlling the balancing circuit already present on the storage system to achieve the desired goal. The state of health monitoring is deduced from online estimation of the instantaneous internal parameter the Equivalent Series Resistance (ESR) which represents the ageing of the element. After that an optimal control of the balancing circuit is applied in order to optimize the aging of the whole storage system.

The validation tests were performed first using simulations with realistic storage system models in order to demonstrate and validate the effectiveness and the accuracy of the proposed techniques. Moreover a test bench is carried out to finalize the experiment. This part of experimental validation is in progress. The results presented covers storage system such as supercapacitor but could be also after additional research being applied to battery.

Résumé— Dans ce papier, les travaux de recherche portant sur la surveillance et l'amélioration de la durée de vie des systèmes de stockage d'énergie sont présentés. Le travail de thèse s'intéresse en particulier, au contrôle des circuits d'équilibrage présents sur ces systèmes de stockage pour atteindre ces objectifs. L'état de santé des éléments de stockage d'énergie quant à lui, est suivi en ligne grâce à l'estimation d'un paramètre interne qui n'est autre que la Résistance Equivalente Série (ESR). Par la suite une loi de contrôle optimal des circuits d'équilibrage est appliquée aux éléments constituant le

système dans le but d'optimiser l'état de santé général du système de stockage.

Les travaux présentés ont été tout d'abord validés par des simulations réalistes du système de stockage et de son utilisation. Par la suite, une maquette expérimentale a été réalisée dans un but de validation. Les résultats expérimentaux sont obtenus par des essais sur des supercondensateurs, mais la méthode utilisée pourrait être adaptée après des études complémentaires sur des batteries.

I. INTRODUCTION

Le système de stockage d'énergie électrique (SSEE) qui fait l'objet de notre étude est constitué de plusieurs éléments placés en série appelé aussi pack[1].

Ce SSEE, pour des raisons de sécurité et de fiabilité, est géré par un système de gestion d'énergie appelé BMS pour « Battery Management System ». Le BMS inclus différentes fonctions, dont les principales sont la surveillance des éléments, l'estimation des états et l'équilibrage [2].

La surveillance porte sur la température et la tension de chaque élément constituant le pack de stockage afin de garantir la meilleure plage d'utilisation et d'éviter les risques qui s'en suivent. L'estimation porte sur l'état de charge, le SOC pour « State of Charge », mais peut aussi porter sur l'état de santé, le SOH pour « State of Health ». Ces estimations ont pour but

d'informer l'utilisateur de l'autonomie disponible et du temps restant avant remplacement du système de stockage. L'équilibrage, enfin, est une fonction primordiale de sécurité dont le rôle principal est d'ajuster la tension entre les éléments du SSEE.

En effet, une dispersion des caractéristiques des éléments en série constituant le pack est fréquente. Les principales causes de ces différences sont liées aux procédés de fabrication des éléments, à la dispersion des caractéristiques se prononçant au cours de l'utilisation à cause de la dispersion de température dans un même pack et à l'âge de chaque élément.

Les circuits d'équilibrage ont le même principe de base de fonctionnement ; égaliser la tension entre éléments d'un même pack ; mais différentes architectures existent. Elles peuvent être classées sous deux principales catégories, l'architecture dissipative et non dissipative.

L'équilibreur non dissipatif transfère l'excès d'énergie et l'homogénéise entre éléments via des condensateurs, des inductances ou des transformateurs. L'architecture dissipative plus simple est moins chère, comporte une résistance et un interrupteur branchés aux bornes de chaque élément du SSEE. L'architecture non dissipative est plus intéressante en termes de gain d'énergie mais la dissipative reste dominante sur le marché en raison de son faible coût et de sa simplicité [3].

L'objectif de ce travail de thèse présenté dans ce papier est d'exploiter le circuit d'équilibrage dissipatif, afin de maximiser la durée de vie du pack surveillé par le BMS.

En effet un pack constitué d'une association en série d'éléments, a une durée de vie restreinte à son élément le plus faible. Cette fin de vie est celle entraînée par l'élément qui se voit les conditions d'utilisations les plus contraignantes (température et tension).

Les circuits d'équilibrage conventionnels ne s'intéressent aujourd'hui qu'à l'égalisation des tensions entre éléments. Ils ne prennent pas en considération l'état de santé et donc le pack reste limité par son composant le plus faible.

Notre objectif à travers ces travaux de thèse est de cibler la commande de ces circuits sur l'état de santé des éléments du SSEE, où les éléments les moins dégradés sont plus sollicités et inversement, garantissant ainsi l'optimisation de l'utilisation de chaque élément de stockage et maximisant ainsi la durée de vie du pack.

Le travail présenté se divise en deux principales parties complémentaires. La première présente l'estimation de l'état de santé des éléments du pack de stockage. La deuxième partie, quant à elle, porte sur la commande des circuits d'équilibrage maximisant la durée de vie du pack.

II. SURVEILLANCE DE L'ETAT DE SANTE DES ELEMENTS DE STOCKAGE D'ENERGIE

A. Principe

Afin de suivre l'état de santé des éléments de stockage nous nous sommes intéressés au suivi en ligne d'un paramètre interne, reflet de l'âge actuel de l'élément, qui est la résistance équivalente série, l'ESR ou « Equivalent Series Resistance ». En effet, le vieillissement de l'élément de stockage est caractérisé par l'évolution de ce paramètre qui se voit augmenter au cours du temps et de l'utilisation [4]. Ainsi une estimation de l'ESR à un instant donné de l'élément de stockage comparée à sa valeur initiale peut nous indiquer l'âge actuel de cet élément.

L'outil que nous proposons à travers le travail de thèse est une nouvelle méthode de caractérisation en ligne originale, simple et efficace. En effet on se propose d'exploiter le circuit d'équilibrage déjà présent afin de quantifier l'ESR de l'élément de stockage en ligne au cours de l'utilisation du SSEE [5,6]. Contrairement à l'existant, en termes de caractérisation, nul besoin d'arrêter ou de sortir le système de son environnement comme avec les méthodes conventionnelles, ou d'utiliser des algorithmes complexes de traitement de données gourmands en mémoires et temps de calculs comme avec les observateurs.

Deux approches ont été étudiées et validées [5,6]. Celle que nous présentons ci-dessous est inspirée des travaux de Pascal VENET sur le diagnostic des condensateurs [7].

Le principe consiste à exploiter le comportement fréquentiel du supercondensateur sur une plage de fréquence nommée bande de résonance : Nous générons ce comportement requis avec la commande des circuits d'équilibrage. Nous mesurons les données nécessaires à la caractérisation grâce à l'instrumentation présente sur le SSEE. Enfin par un simple calcul nous extrayons l'ESR instantanée de ce composant surveillé par le BMS [6].

B. Réalisation

La première validation fut effectuée par simulation sur MATLAB/SIMULINK et SIMPLORER avec différents modèles réalistes de supercondensateurs. Par la suite, une maquette expérimentale a été réalisée en vue de finaliser cette étude théorique.

La figure 1 représente la maquette réalisée. Elle comporte un système de stockage d'énergie constitué de six supercondensateurs, de circuits d'équilibrages de type dissipatifs et une interface homme/machine.

L'instrumentation et le plateau de contrôle sont assurés par un équipement National Instrument. Un PXI de NI est utilisé. Il mesure les données conventionnelles surveillées par le BMS et celles nécessaires à la caractérisation. Il contrôle en parallèle les interrupteurs des circuits d'équilibrage et affiche à l'utilisateur via une interface Labview un tableau de commande avec toutes les informations requises (ESR, tension du pack, tension des éléments, courants, températures,...)



fig. 1. Maquette expérimentale réalisée

C. Résultats expérimentaux

Dans cette partie, nous allons présenter l'exploitation de la maquette expérimentale dans le but d'évaluer la précision de la méthode présentée.

Différents supercondensateurs avec différents états de santé ont été choisis pour réaliser ce test. La première étape de ce test a consisté à caractériser l'élément de stockage par une méthode hors ligne de type « spectroscopie d'impédance » pour différentes tensions de polarisation [9]. Par la suite, pour les mêmes conditions, nous avons procédé à la caractérisation en ligne par notre approche en utilisant les circuits d'équilibrage.

Les tableaux ci-dessous résumant quelques résultats obtenus sur des supercondensateurs de 3000F, 2.7V.

TABLE I. CARACTERISATION HORS LIGNE VS NOUVELLE APPROCHE (SUPERCONDENSATEUR ETAT NEUF)

Tension (V)	Supercondensateur "neuf"		
	ESR (mΩ)	ESR (mΩ)	ΔESR (%)
	EIS	circuit d'équilibrage	
1.1V	0.17	0.17	1.05
2.1V	0.16	0.17	3.36
2.7V	0.15	0.16	2.41

TABLE II. . CARACTERISATION HORS LIGNE VS NOUVELLE APPROCHE (SUPERCONDENSATEUR ETAT VIEILLI)

Tension (V)	Supercondensateur "état vieilli"		
	ESR (mΩ)	ESR (mΩ)	ΔESR (%)
	EIS	circuit d'équilibrage	
1.1V	0.29	0.30	1.72
2.1V	0.20	0.20	2.42
2.7V	0.18	0.19	2.88

Les résultats présentés montrent la précision et l'efficacité de notre approche. Sur l'ensemble des essais réalisés avec différents cas de supercondensateurs, l'écart entre la caractérisation conventionnelle et notre méthode ne dépasse pas les 21%.

Cette différence maximale de 21% sur 48 cas de mesures entre une méthode laborantine hors ligne nécessitant un protocole de mesure particulier et une méthode en ligne qui exploite le circuit d'équilibrage et l'instrumentation incluse dans le BMS sans aucun protocole de mesure est considéré est assez satisfaisante comme résultat. Elle prouve bien la précision de la méthode proposée.

III. COMMANDE EN DUREE DE VIE DES CIRCUITS D'EQUILIBRAGE

A. Principe

Dans cette partie, on s'intéresse à la commande des circuits d'équilibrage afin de maximiser la durée de vie du SSEE.

Le travail présenté dans ce qui suit est le fruit d'une étude où l'on a cherché la configuration de commande à appliquer aux circuits d'équilibrage dans le but de maximiser la durée de vie du pack.

La commande prédictive choisie se base sur un modèle de prédiction qui s'appuie sur l'évolution du paramètre interne surveillé ESR dans le but de maximiser la durée de vie du pack, avec des contraintes sur la dissipation de l'énergie permise

B. Modèle de simulation

Afin de tester la commande prédictive et observer son influence sur la durée de vie des éléments et la longévité du pack, nous avons réalisé avec Matlab/Simulink un modèle de SSEE constitué de trois supercondensateurs et de leurs circuits d'équilibrage (fig.2).

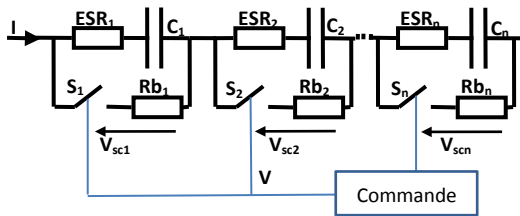


fig. 2 . SSEE et son circuit d'équilibrage

Ce modèle est évolutif dans le temps ; suivant les conditions d'utilisation, les supercondensateurs vieillissent et leurs paramètres internes se dégradent. Nous avons aussi simulé des conditions proches de la réalité où les éléments de stockage, voient leurs températures évoluer suivant leurs emplacements dans le pack.

Pour réaliser ceci, le modèle de chaque supercondensateur comprend trois parties :

- Un modèle électrique comprenant un circuit RC série (ESR et C) modélisant les deux principaux paramètres représentant le vieillissement des éléments de stockage [4, 9, 10].
- Un modèle thermique permettant de simuler la température ambiante et l'échauffement de l'élément de stockage [11].
- Un modèle de vieillissement permettant de simuler l'évolution des paramètres internes suivant les conditions d'utilisation. Il exploite la loi d'Eyring et l'historique de vieillissement accéléré réalisé sur des supercondensateurs [9,10].

Grace à cette modélisation, nous avons donc simulé la dispersion, initialement présente, des paramètres internes des éléments d'un SSEE. Nous avons aussi simulé la dispersion de température existante. Le SSEE est soumis à des cycles NEDCépétitif jusqu'à atteindre sa fin de vie. La modélisation du SSEE et de son utilisation étant réaliste, elles permettent donc de voir l'impact de l'équilibrage sur l'amélioration de la durée de vie.

C. Résultats de simulation

Afin de quantifier et de valider le résultat de la commande des circuits d'équilibrage sur la maximisation de la durée de vie, on se propose de comparer l'impact d'un équilibrage classique avec celui proposé sur la durée de vie du SSEE.

Le tableau suivant présente les paramètres initiaux introduits dans la simulation. Les éléments de stockage sont initialisés avec une dispersion de paramètres initiale de 5%.

TABLE III. CONDITION INITIALES DES SUPERCONDENSATEURS

Conditions initiales	SC1	SC2	SC3
ESR ₀ (mΩ)	0.250	0.256	0.263
C ₀ (F)	3000	2925	2850
U ₀ (V)	1	1	1

ESR ₀ (mΩ)	0.250	0.256	0.263
C ₀ (F)	3000	2925	2850
U ₀ (V)	1	1	1

Partant d'une température ambiante de 25°C, nous avons simulé une dispersion maximale de 10°C entre les trois éléments pour se rapprocher des différentes conditions environnantes qui peuvent exister dans une application. L'élément 1 étant supposé proche d'une ventilation il voit continuellement une température ambiante plus faible. L'élément 2 a des conditions moyennes de température. Enfin l'élément 3, au centre du pack, subit la température la plus élevée.

Afin de représenter le vieillissement des éléments de stockage, nous présentons l'évolution de l'ESR en fonction des cycles, jusqu'à la fin de vie présumée du SSEE. La fin de vie est estimée lorsque l'un de ses éléments atteint 1.6 fois son ESR initiale [9].

La figure 3 représente l'évolution de l'ESR des éléments de stockage pour un équilibrage classique.

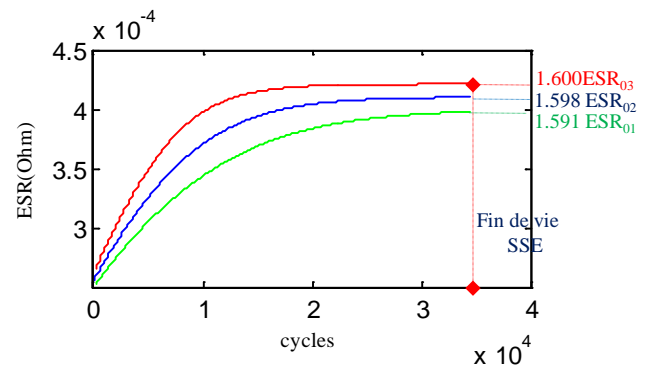


fig. 3. Evolution de l'ESR avec un équilibrage classique

La figure 4 représente l'évolution de l'ESR des éléments de stockage lors d'un équilibrage ciblant la durée de vie.

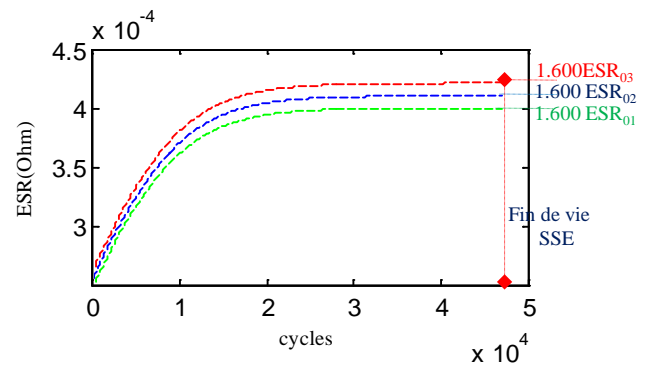


fig. 4. Evolution de l'ESR avec un équilibrage de durée de vie

La figure 5 représente l'évolution de l'ESR des éléments de stockage avec les deux types d'équilibrage (classique vs durée de vie).

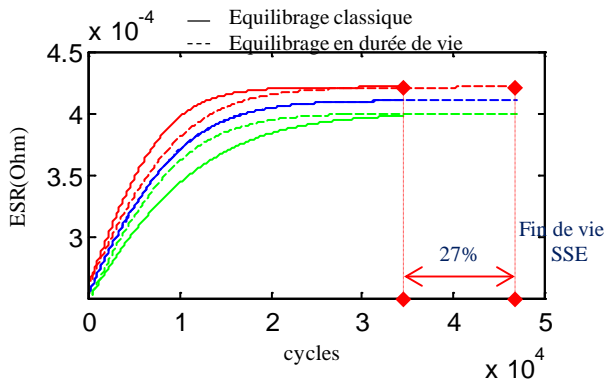


fig. 5 Equilibrage classique en tension VS équilibrage en durée de vie

L'analyse des résultats de l'équilibrage classique démontre bien que la fin de vie du système est entraînée par l'élément le plus faible.

L'équilibrage en durée de vie démontre que pour maximiser la durée de vie il faut homogénéiser les états de santé entre les éléments.

Le résultat est assez satisfaisant car nous obtenons une amélioration de durée de vie prolongeant l'utilisation du SSEE de 27%.

Cependant, certaines améliorations restent à faire dans sur la gestion des contraintes afin de garantir le meilleur compromis entre pertes d'énergie et longévité du SSEE.

IV. CONCLUSION

Le travail présenté dans cet article porte sur l'amélioration de la durée de vie des systèmes de stockage d'énergie à travers la commande des circuits d'équilibrages du BMS qui assure la surveillance et la sécurité des SSEE.

Après étude et analyse de la problématique, nous avons cherché une méthode permettant de définir l'ESR réelle de l'élément surveillé. Cette ESR est un indicateur de l'état de dégradation de l'élément de stockage. Pour définir cette ESR réelle deux solutions ont été proposées. Ces deux solutions ont été validées expérimentalement [5,6]. Ces méthodes ont un principe simple. Elles exploitent le matériel existant sur le BMS en effectuant une identification en ligne. Enfin ces procédés ne nécessitent pas une capacité de calcul importante. Elles peuvent être facilement implémenté dans un BMS avec des modifications minimales et ainsi améliorer la durée de vie du SSEE.

Par la suite la seconde partie de l'étude a porté sur la commande des circuits d'équilibrage en fonction de cet état de santé estimé. La commande choisie est la commande prédictive avec contrainte. Après diverses recherches sur la fonction cout et les contraintes à fixer. Le résultat de la dernière fonction est assez

satisfaisant car nous obtenons une amélioration de durée de vie prolongeant l'utilisation du SSEE de 27%.

V. PERSPECTIVES DES TRAVAUX

Pour les douze mois qui se présentent, les perspectives de travaux sont la validation expérimentale de l'impact de l'équilibrage en durée de vie avec de supercondensateurs réels.

La maquette expérimentale présentée dans la première partie va être utilisée afin de reproduire les conditions simulées précédemment.

REFERENCES

- [1] R. Kötzt and M.Carlen, "Principles and applications of electrochemical capacitors," *Electrochimica Acta*, vol. 54, pp. 2483-2498, May 2000.
- [2] D. Andrea, "Battery Management System for Large Lithium-Ion Battery Packs," in *Power engineering*, Artech House ed. Boston, London, 2010, pp. 51-105.
- [3] Y. Diab et al., "Comparison of the Different Circuits Used for Balancing the Voltage of Supercapacitors: Studying Performance and Lifetime of Supercapacitors," in *ESSCAP*, Lausanne, Switzerland, 2006.
- [4] O. Bohlen et al., "Ageing behaviour of electrochemical double layer capacitors: Part I. Experimental study and ageing model," *Journal of Power Sources*, vol. 172, pp. 468-475, October 2007.
- [5] S.Shili et al., "State of Health Online Estimation of Energy Storage System using Balancing Circuit". *ESREF 2014 and special issue of the scientific journal Microelectronics Reliability*, September 2014
- [6] S. Shili et al., "Online Supercapacitor Health Monitoring Using Balancing Circuit" en cours de soumission pour *IEEE Vehicular technology*.
- [7] P. Venet, et al., "Realization of a Smart Electrolytic Capacitor Circuit." *IEEE Industrial Applications Magazine*, Vol. 8, N° 1, Jan/feb 2002, pp. 16-20.
- [8] E. Karden, 'Using low-frequency impedance spectroscopy for characterization, monitoring and modelling of industrial batteries', *Dissertation RWTH Aachen*, 2001 Shaker Verlag, ISBN 3-8265-9766-4.
- [9] R. Chaari et al, "Ageing quantification of supercapacitors during power cycling using online and periodic characterization tests," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Chicago, USA, 6-9 Sept. 2011, pp. 1-5.
- [10] P. Kreczanik, "Etude de la fiabilité et du vieillissement d'un système de stockage par supercondensateurs pour l'alimentation partielle et ponctuelle d'un trolleybus grâce à la récupération de l'énergie de freinage. Approche du composant au système de stockage," *Ph.D. dissertation*, Dep. Elect. Eng., Claude Bernard Lyon 1 Univ., Lyon, France, 2011.
- [11] A. Hijazi, "Modélisation électrothermique, commande et dimensionnement d'un système de stockage d'énergie par supercondensateurs avec prise en compte de son vieillissement : application à la récupération de l'énergie de freinage d'un trolleybus," *Ph.D. dissertation*, Dep. Elect. Eng., Claude Bernard Lyon 1 Univ., Lyon, France, 2010.