



Meriem AMARA	Maitrise des émissions conduites des électroniques de puissance
Gerardo de Jesus BECERRA	Commande et observation des Systèmes Commutés-application aux convertisseurs de puissance DC/DC AC/DC et DC/AC
David BOU-SABA	<i>Stabilisation par Backstepping d'un système linéaire d'EDP hyperboliques couplées 2 à 2 présentant une dynamique (...)</i>
Elliot BROUSSARD	Commande innovante d'une nouvelle génération d'antennes satellites mobiles
Romain CUER	Démarche de conception sûre de la supervision de la fonction conduite autonome
Eric FELTRIN	Méthodologie d'analyse du bruit de commutation d'une alimentation à découpage au sein d'un « Système sur Puce »
Debarghya GHOSH	Optimal experiment design for LPI systems for Control performance
Xiaoshan LU	Modeling Approach and Application of Supervisory Control Based on SysML
Maxime PIFFARD	Conception d'observateurs d'états pour la commande d'un système pile à combustible
Mahya RAHIMI	Scheduling synthesis based on time-optimized Automata
Miguel ROMERO RODRIGUEZ	Approche SED pour le contrôle par supervision des systèmes HVDC basés sur des convertisseurs modulaires multiniveaux



# Maîtrise des Emissions Conduites des Electroniques de Puissance

**Meriem AMARA**

*Christian VOLLAIRE, Marwan ALI, François COSTA*

Date effective de début du travail : 02/11/2015

Financement de la rémunération du doctorant : Projet MECEP / CORAC / DGAC

**Résumé**— Ce travail de thèse est réalisé dans le cadre du projet MECEP (Maîtrise des Emissions Conduites des Electroniques de Puissance) financé par la DGAC. L'objectif de cette thèse est la mise en place d'une approche de dimensionnement de filtres CEM assez générique pour différents prototypes qui sont de natures et de puissances très différentes.

Ce rapport présente donc une étude bibliographique des performances attendues des filtres CEM et leurs différentes structures, ainsi que la faisabilité d'intégration pour ces filtres.

Une approche de modélisation d'un convertisseur proposée dans la littérature est présentée dans ce rapport et validée pour un convertisseur DC-AC de 5kW dans le but de dimensionner un filtre CEM optimisé à partir d'un modèle CEM complet.

**Abstract**— This work is carried out in the framework of the MECEP project funded by the DGAC. The objective of this thesis focuses on the establishment of an EMC filter design approach for different prototypes that are very different natures and powers.

This report presents a bibliographic review of the expected performances of the EMC filters and their different structures, as well as the feasibility of integration for these filters.

A modeling approach of a converter proposed in the literature is presented in this report and validated for a 5kW DC-AC converter in order to dimension an optimized EMC filter from a complete EMC model.

## I. INTRODUCTION

De nos jours, l'utilisation de puissances et de tensions plus élevées constitue un risque qu'il convient de maîtriser. Grâce aux progrès de l'électronique de puissance, et afin de gagner de la masse sur la distribution, de plus en plus d'avionneurs intégreront des convertisseurs ayant un impact différent sur les émissions conduites et planifient de migrer vers une distribution haute tension continue. Afin de protéger le réseau et la charge de ces émissions et de respecter les normes CEM dans un tel environnement ou dans un voisinage sensible, un filtre CEM est absolument nécessaire. Une étude bibliographique des travaux

menés sur les performances attendues des filtres CEM, leurs structures, ainsi que sur les filtres CEM intégrés est effectuée.

Un filtrage CEM efficace nécessite un dimensionnement spécifique pour les deux modes de propagation des courants parasites (le mode commun MC et le mode différentiel MD), il repose donc sur l'utilisation d'un modèle CEM complet du convertisseur qui est la source de ces perturbations. Ainsi, nous présentons dans le deuxième paragraphe un protocole d'identification d'un modèle CEM de type « boîte noire » constitué par des sources de perturbations de tension de MC et de courant de MD, associées à des impédances équivalentes vues par le dispositif de filtrage. A partir de ce modèle, les atténuations nécessaires répondant à la norme aéronautique « DO160F » seront calculées, ainsi que les éléments du filtrage passif optimisé avec le souci de la faisabilité technologique.

## II. GENERALITE SUR LE FILTRAGE CEM

Afin de respecter les normes de CEM spécifiques pour chaque environnement électrique (avionique, automobile...), un filtre placé à l'entrée de chaque convertisseur statique est indispensable. On présente ainsi aux perturbations hautes fréquences un chemin de faible impédance qui leur permet de se reboucler dans le système sans se propager vers le réseau. On réalise ainsi une séparation dans le domaine HF entre le réseau et le système. Un filtre est généralement composé de deux parties, l'une filtrant les composantes de mode commun et l'autre celles de mode différentiel [1]

### A. Le filtrage passif

- *Topologie de filtrage passif*

Un filtre CEM passif est réalisé par assemblage de composants discrets capacitifs ( $Z_C = 1/jC\omega$ ) et inductifs ( $Z_L = jL\omega$ ). Ces composants sont issus de filières technologiques totalement différentes et sont ensuite associés pour réaliser la fonction d'atténuation des niveaux de perturbation désirée. La Figure II 1 illustre le placement des composants 'L et C' d'un filtre, dans le

cas d'une source de bruit de tension et une source de courant respectivement.

Rappelons qu'un filtre LC du second ordre est caractérisé par sa fréquence de coupure ( $f_0$ ) et son impédance caractéristique ( $Z_C$ ).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$$

$$Z_C = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2)$$

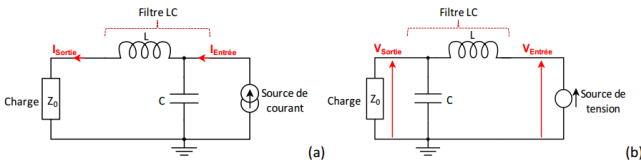


Figure II-1: Mise en place des composants passifs d'un filtre CEM dans le cas où les perturbations sont considérées comme: a- une source de courant, b- une source de tension

Dans le cas d'une source de tension de perturbation chargée par une impédance  $Z_0$  à travers un filtre LC (voir Figure II-1(b)), l'atténuation est donnée par l'équation:

$$Att_{Filtre(j\omega)} = 20 \log \left| \frac{V_{Source}}{V_{Charge}} \right| = 20 \log \left| \frac{Z_L + (Z_C // Z_0)}{Z_C // Z_0} \right| \quad (3)$$

Dans le cas d'une source de courant de perturbation chargée par une impédance  $Z_0$  à travers un filtre CL (voir Figure II-1(a)), l'atténuation est donnée par l'équation:

$$Att_{Filtre(j\omega)} = 20 \log \left| \frac{I_{Source}}{I_{Charge}} \right| = 20 \log \left| 1 + \frac{Z_L + Z_0}{Z_C} \right| \quad (4)$$

• Principe de dimensionnement d'un filtre CEM

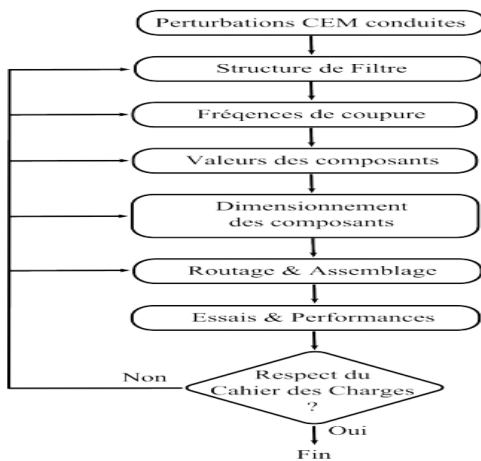


Figure II-2 : Procédure de dimensionnement d'un filtre CEM

La première étape concerne l'identification des perturbations conduites, et le découplage du mode commun et du mode différentiel depuis une mesure normative (tensions V1 et V2 du RSIL ou courant de ligne). Le niveau et la nature des perturbations nous amènent à choisir une structure de filtre pour chaque mode. Ensuite, les fréquences de coupure sont choisies en fonction de la structure du filtre et des perturbations. Ces fréquences imposent des valeurs d'inductance et de condensateurs (du moins le produit LC). Lorsque les valeurs sont déterminées, il faut dimensionner chaque élément du filtre en fonction des contraintes électriques. L'étape de routage et d'assemblage permet la connexion et le positionnement des éléments discrets sur un substrat métallisé qui sera intégré dans le convertisseur. Dans cette procédure, on vérifie a posteriori les

performances du filtre CEM. On peut revenir sur chaque étape pour améliorer le dimensionnement.

Dans certaines études [2], le filtre est dimensionné à partir du niveau minimum d'atténuation nécessaire pour la première harmonique dans la plage [150 kHz-30 MHz].

$$Att_{min(j\omega)} = 20 \log (LC\omega^2) \Rightarrow LC = \frac{10^{Att_{min(j\omega)}/20}}{\omega^2} \quad (5)$$

La valeur d'atténuation minimale nécessaire ( $Att_{min}$ ) est la différence entre le niveau du spectre des perturbations et celui de la norme utilisée dans l'étude, en tenant compte d'une marge de 6dB :

$$Att_{min}[dB] = Spectre [dB] - Limite (Norme)[dB] + 6dB \quad (6)$$

D'autres méthodes de dimensionnement des filtres passifs [3] consistent à tracer des asymptotes, (pentes croissantes et décroissantes à 40 dB/décade et -40 dB/décade respectivement) ou les tangentes à l'enveloppe de l'atténuation nécessaire (voir Figure II-3). La droite croissante permet de déterminer la fréquence de coupure  $f_0$  du filtrage nécessaire par intersection avec l'axe des fréquences. L'intersection des tangentes permet de fixer la fréquence de résonance minimale  $f_1$  du filtre en tenant compte de ses composants parasites. A partir de cette projection, les valeurs maximales des composants parasites du filtre peuvent être calculées. Notons qu'un volume minimal de filtrage peut être trouvé pour un nombre optimal de niveaux de filtrage [4]

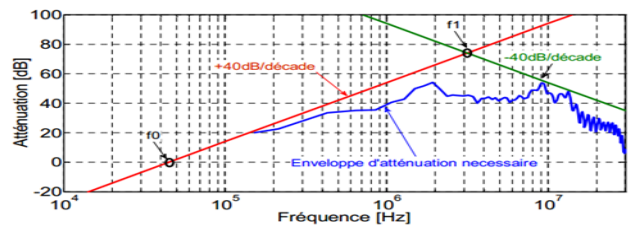


Figure II-3 : Asymptotes montantes et descendantes d'une enveloppe du spectre de perturbation [3]

B. Le filtrage actif

Le filtrage actif d'un signal est basé sur un principe de compensation : le signal parasite est mesuré puis injecté en opposition avec le signal initial pour être annulé.

• Compensation par quatrième bras d'onduleur

Cette technique consiste à réaliser la tension de compensation de mode commun non pas par un dispositif linéaire, mais par un quatrième bras d'onduleur, comme représentée sur la Figure II-4. Le dispositif permet donc d'obtenir une tension quasi-sinusoidale BF en sortie et de réduire le courant de mode commun de la charge.

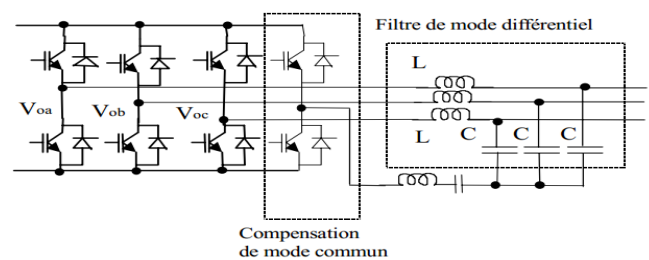


Figure II-4 : Onduleur avec filtre de sortie en MD, le MC est compensé par un quatrième bras [5]

- Filtrage actif à contre-réaction

Les structures de filtrage actif interviennent sur la source de perturbation soit en série, soit en parallèle. Lorsqu'elles sont de type parallèle (voir *Figure II-5-(a)*), elles servent à injecter un courant qui dans un cas idéal serait égal et en opposition de phase par rapport au courant perturbateur. Dans ce cas idéalisé, le courant total absorbé par l'ensemble source et filtre est nul. Lorsque les structures de filtrage sont de type série (voir *Figure II-5-(b)*), elles permettent d'injecter une tension qui, idéalement, doit être égale et en opposition de phase par rapport à la source de tension perturbatrice.

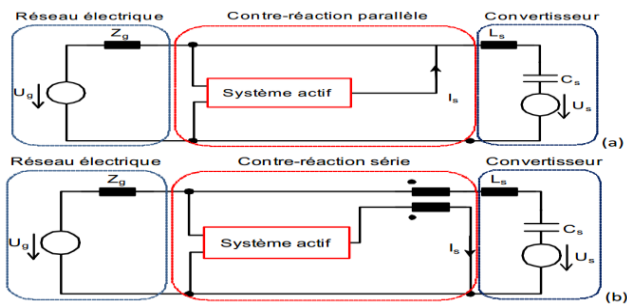


Figure II-5 : Principe général de la structure du filtre actif, a- Parallèle et b-Série [6].

- Filtrage actif à contre réaction haute puissance

Une étude originale d'une compensation active de la tension de mode commun produite par un onduleur a été présentée par C. Vermaelen, en utilisant un amplificateur opérationnel large bande [5]. Une autre étude est publiée par S. Ogasawara et H. Akagi, consiste à utiliser des transistors bipolaires [7]. Cette étude propose de compenser la tension de mode commun totale mesurée entre les lignes et la masse, en l'injectant en sens inverse à l'aide d'un transformateur à gain unitaire placé entre l'onduleur et la charge (voir *Figure II-6*).

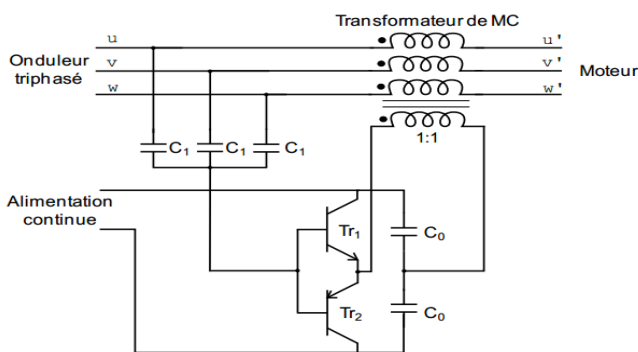


Figure II-6 : Configuration du principe de filtrage actif à la sortie d'onduleur dans un système triphasé.

### C. Le filtrage hybride

Afin d'avoir un système de filtrage optimisé, une complémentarité entre le filtrage actif dédié aux basses fréquences d'une part et le filtrage passif dédié aux hautes fréquences d'une autre part a été proposée très récemment. Le filtre résultant de cette association est appelé hybride. Dans ces structures, la mesure de courant et/ou l'injection d'une tension pour une compensation active, peut être réalisée en ajoutant un enroulement supplémentaire couplé avec les inductances du filtrage passif existantes sur chaque ligne [6].

### D. Le filtrage distribué

Avec l'évolution de l'avion « plus électrique », la commande et l'acheminement de la puissance ont pris une grande importance dans le développement de nouveaux systèmes. L'optimisation de ces sources et de ces consommateurs est primordiale pour répartir les contraintes de filtrage sur les différents éléments de la chaîne en vue d'une amélioration de la masse totale du système et de son vieillissement, tout en respectant les normes aéronautiques comme la DO160. On parle ici des filtres distribués. La chaîne de puissance issue de cette application et présentée sur la *Figure II-7*, montre qu'une telle chaîne est composée :

- D'une alimentation DC connectée à des filtres RSIL
- Eux-mêmes reliés à un convertisseur statique triphasé
- Lui-même connecté au moteur par l'intermédiaire d'un harnais de puissance.
- Les RSIL sont imposés par le besoin de standardisation des essais normatifs.

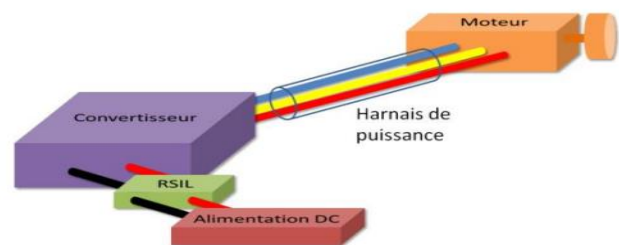


Figure II-7 : Principe d'une chaîne de puissance [8].

Plusieurs études [8] [9] sont focalisées sur la modification du harnais pour diminuer sa capacité de MC afin de réduire les courants de MC générés par le convertisseur et montrent l'intérêt d'écarter le blindage du câble pour diminuer la capacité de mode commun.

### E. Faisabilité d'intégration pour un filtrage CEM

Ces dernières années, les recherches en électronique de puissance se sont focalisées en grande partie sur l'intégration en vue d'améliorer les performances des convertisseurs en termes de rendement, compacité et fiabilité.

Améliorer l'intégration en électronique de puissance consiste principalement à :

- mutualiser des fonctions,
- améliorer le remplissage/foisonnement et la géométrie des composants,
- standardiser des fonctions.

La mutualisation de fonctions au sein d'un seul composant ou d'un seul module permet de réduire le nombre de composants à assembler. Par la suppression d'un composant ou la forte proximité de deux composants, la compacité est améliorée [10], [11].

L'augmentation du remplissage/foisonnement du volume occupé par la partie fonctionnelle du matériau par rapport à son volume total améliore la compacité d'un composant [11], [12].

Un autre aspect de l'intégration est la standardisation et la modularité des éléments d'un convertisseur. On ne cherche pas à standardiser le convertisseur complet mais on tente

d'intégrer des fonctions de mesure, de protection, et de commande rapprochée, voire de filtrage autour d'une brique élémentaire qui est un bras d'onduleur.

En résumé, une meilleure intégration pour un convertisseur de puissance peut améliorer :

- la densité de puissance (volumique/massique),
- le rendement,
- l'amélioration des fonctions réalisées,
- la reproductibilité,
- le coût (sous réserve d'industrialisation à grande échelle).

En fonction des niveaux de puissances envisagés, nous pouvons trouver des systèmes de conversion d'énergie électrique pouvant être réalisés en technologie hybride ou monolithique. Le niveau de puissance demandé, l'encombrement et le coût sont des facteurs déterminants dans le choix de la technologie.

#### • Intégration monolithique

L'intégration monolithique, plus appropriée pour les convertisseurs de faible à très faible puissance, est apparue grâce à l'évolution faite sur les procédés de gravure et de dépôt de matériau sur le support substrat silicium. L'intégration de composants passifs par ce procédé fut alors envisageable et réalisable. Cette évolution technologique est schématisée ci-dessous.

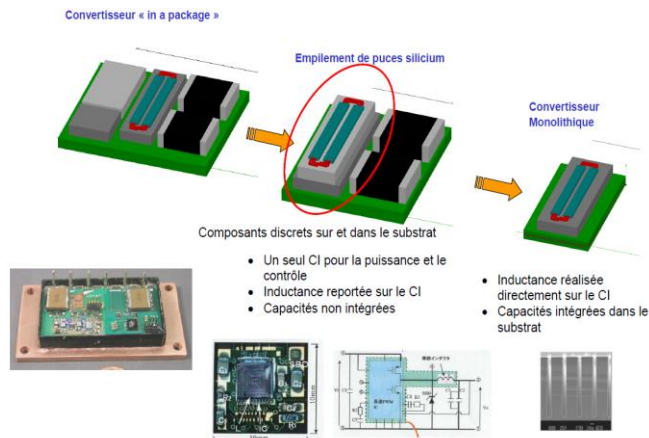


Figure II-8 : Différentes technologies d'intégration : de l'assemblage hybride à l'intégration monolithique

L'avantage de cette technique est de permettre la réalisation des parties actives et passives d'un convertisseur ainsi que leurs interconnexions sur un même substrat de silicium conduisant à des réalisations de très faibles encombrements pour les très faibles puissances.

Un des points délicats pour la mise en œuvre de cette technique est la difficulté que représente le dépôt de matériaux divers (matériaux magnétiques, isolants, conducteurs) de bonne qualité sur un substrat silicium.

#### • L'intégration hybride

L'intégration hybride consiste à associer différents matériaux de telle manière à réaliser plusieurs fonctions dans un seul bloc, soit par empilement, soit par regroupement de fonctions. Ce type d'intégration permet technologiquement d'envisager la réalisation de convertisseurs de plus ou moins de fortes puissances (1 kW à 50 kW).

#### - **Empilement de fonction :**

Cette technique consiste à intégrer chacune des fonctions passives séparément et ensuite les empiler de manière à former un seul bloc comprenant plusieurs fonctions. Au préalable cette technique a fait l'objet de simple empilement de deux fonctions de manière à obtenir un filtre CEM intégré, comme représenté ci-dessous. Elle a été étendue ensuite au convertisseur complet. En effet l'aboutissement d'une telle idée est de pouvoir rassembler l'intégralité d'un convertisseur dans un même bloc de manière à condenser celui-ci et à obtenir une plus grande puissance volumique [13].

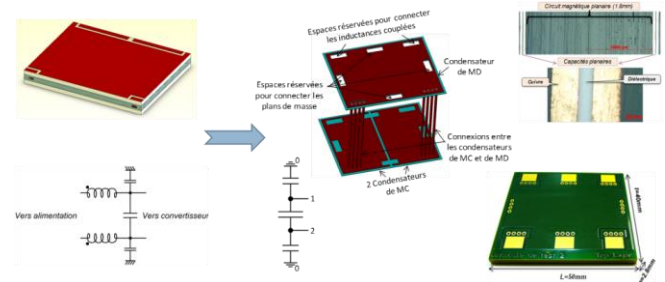


Figure II-9 : Intégration d'un filtre CEM [6]

#### - **Regroupement de fonctions :**

La philosophie reste la même à savoir rassembler des fonctions passives. Néanmoins le concept technologique est différent dans le sens où l'intégration des différentes parties est abordée dans l'ensemble et non pas individuellement. Le principe est d'utiliser les parasites et les fuites qui peuvent être engendrés par le dispositif d'empilement de matériaux de natures différentes. Cette technique s'applique à tout type de matériau mais sa vitesse de dépôt peut être extrêmement lente (6nm/min) selon les matériaux et les techniques de dépôts, ce qui limite l'épaisseur de dépôt envisageable [14].

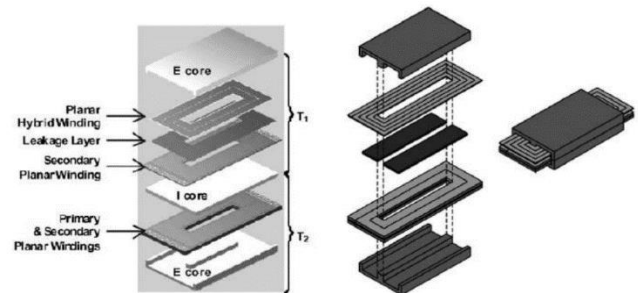


Figure II-10 : Principe d'un IPEM [15]

Il existe à ce jour deux types d'intégrations de puissance : l'intégration hybride et l'intégration monolithique. Cette dernière a permis, dans un premier temps, non seulement de réduire les volumes mais également d'améliorer les interconnexions souvent source de problèmes électromagnétiques et parasites pour les faibles puissances. L'évolution de la maîtrise de l'intégration de substrat a permis d'envisager l'intégration de plusieurs fonctions qu'elles soient passives ou actives. Mais pour les applications de fortes puissances, soumises à des environnements sévères, il reste à démontrer que les concepts d'intégration sont compatibles avec une très grande fiabilité.

### III. MODELISATION CEM CONDUITE D'UN CONVERTISSEUR DC-AC

Le système sous test présente deux ports d'accès et une masse du côté du réseau. Dans le contexte de ces travaux, nous cherchons à représenter le fonctionnement parasite d'un convertisseur existant, à partir d'une procédure expérimentale et sans connaissance de l'architecture électrique interne du convertisseur. Dans ce modèle CEM «boîte noire», une impédance  $Z_{MD}$  et une source  $I_{MD}$  sont placées entre les deux lignes d'entrée pour représenter le mode différentiel. Le modèle en mode commun est lui représenté par une impédance  $Z_{MC}$  reliée avec une source de tension  $V_{MC}$  placées entre chacune des lignes et la masse (Figure III-1).

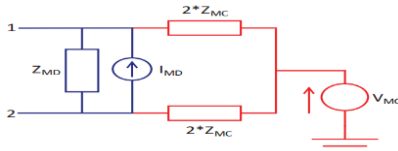


Figure III-1: Modèle CEM global de type «boîte noire» du convertisseur sous test [6]

Ce modèle CEM peut être identifié à l'aide d'un protocole de mesure simple sur la base de la séparation des modes de propagation afin de permettre la conception optimisée de deux structures de filtrages (MC et MD) dédiées à chaque mode. Les impédances  $Z_{MC}$ ,  $Z_{MD}$  sont mesurées directement et les sources  $V_{MC}$  et  $I_{MD}$  sont déterminées à partir de la mesure des courants  $I_1+I_2$  et  $I_1-I_2$  sur les lignes d'alimentation [6].

Le support de notre étude est une chaîne d'entraînement de 5 kW comprenant un convertisseur DC/AC (à base d'IGBT) alimentant un moteur synchrone triphasé au travers d'un harnais de puissance qui existe dans le laboratoire Ampère à l'Ecole Centrale de Lyon.

#### A. Protocole de mesures d'impédances

- Méthodologie de mesures

Il faut mesurer d'abord les éléments parasites des fils de connexions (Figure III-2) qui s'interfacent entre l'analyseur d'impédance et les impédances à mesurer tels que : la capacité parasite (Figure III-3) et l'inductance parasite (Figure III-4).



Figure III-2 : Fils de connexions

$$C_{pm} = \frac{1}{\omega \times 10^{\frac{Z_{dB}}{20}}} = 33 \text{ pF}$$

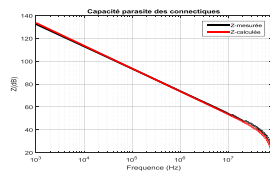


Figure III-3 : Capacité parasite liée à la connectique

$$L_{pm} = \frac{10^{\frac{Z_{dB}}{20}}}{\omega} = 230 \text{ nH}$$

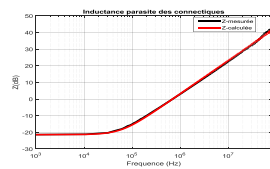


Figure III-4 : Inductance parasite liée à la connectique

D'après ces mesures, les fils utilisés sont identiques, ce qui permet de proposer un modèle symétrique des éléments parasites de connexions (Figure III-5).

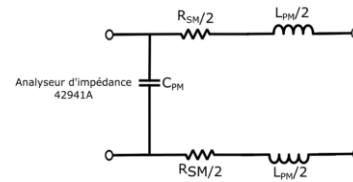


Figure III-5 : Modèle équivalent des effets parasites des connexions de mesure

Après avoir identifié les éléments parasites des connexions, nous pouvons débuter les mesures d'impédance du dispositif à l'aide d'un analyseur d'impédance 4294A qui couvre une plage fréquentielle entre 40 Hz et 110 MHz. Notons qu'à chaque mesure d'impédance, cette dernière doit être corrigée des 33 pF placés en parallèle et des 230 nH placés en série, ainsi que des résistances d'amortissements parasites séries ( $R_{SM} = 85 \text{ m}\Omega$ ). Ainsi, l'expression globale d'une impédance  $Z_{ij}$  mesurée à travers ces connectiques est donnée par:

$$Z_{ij \text{ mesurée}}(p) = \frac{\left( Z_{ij} + \frac{L_{PM} p + R_{SM}}{L_{PM} p + R_{SM}} \right) \frac{1}{C_{PM} p}}{\left( Z_{ij} + \frac{L_{PM} p + R_{SM}}{L_{PM} p + R_{SM}} \right) + \frac{1}{C_{PM} p}}$$

- Mesure de la matrice des impédances

L'équipement sous test est monté sur un plan de masse connecté à la terre. On mesure alors les impédances  $Z_{MC}$  et  $Z_{MD}$  et on obtient les courbes ci-dessous :

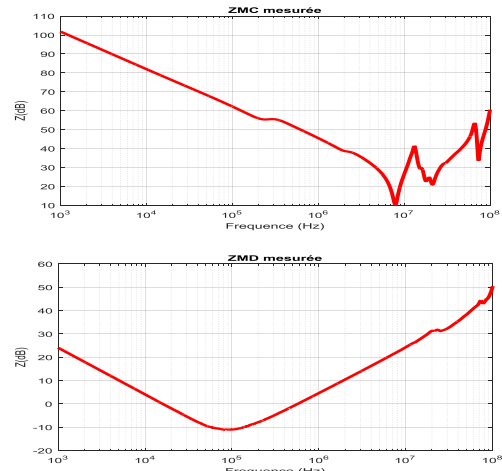


Figure III-6 : Gain des impédances mesurées en dB

L'interprétation des mesures des différentes impédances, vues côté entrée du convertisseur, nous conduit à proposer le modèle d'impédance de la Figure III-7

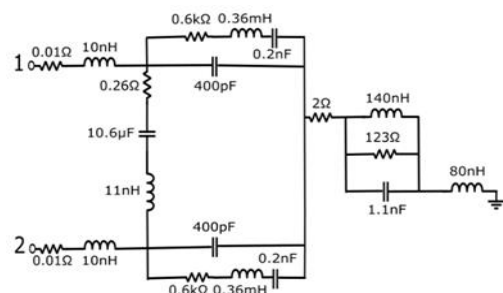


Figure III-7 : Modèle CEM d'impédance du convertisseur sous test en connectant la charge

**B. Extraction des sources**

Avant de mesurer les courants  $I_1+I_2$  et  $I_1-I_2$  pour extraire les sources de perturbations, il est nécessaire de déterminer le modèle «boîte noire» des RSIL représenté par le schéma électrique approché de la Figure III-8 avant de faire les mesures des courants. Dans notre cas, nous avons utilisé des RSIL de type Tegam 95301-50,  $50\mu H$ . La caractérisation d'impédances des RSIL est déterminée au plus près possible des boîtiers et faite après avoir ajouté un bouchon 50 ohms en parallèle avec la sortie BNC de la résistance du RSIL (Figure III-9).

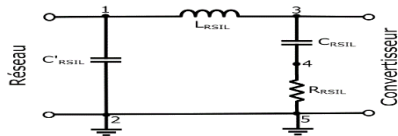


Figure III-8 : Schéma électrique général d'un RSIL

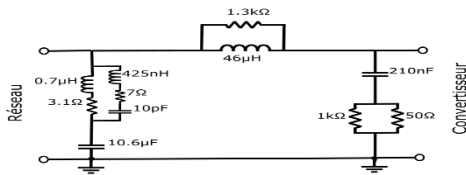


Figure III-9 : Modèles équivalents des RSIL caractérisés ( $50\mu H$ )

Pour identifier  $V_{MC}$  et  $I_{MD}$ , nous avons mesuré  $I_1+I_2$  et  $I_1-I_2$  sur le banc expérimental équipé des sondes de courant (Pearson Model 6595,  $0.25 V/A$ ,  $50\Omega$ ). L'acquisition des mesures de courants est réalisée à l'aide d'un oscilloscope LeCroy (WaveRunner HRO 64 Zi  $400 MHz$   $12bit$   $2gs/s$ ) (Figure III-10), les données sont ensuite traitées sous MATLAB en appliquant une FFT (Figure III-11).

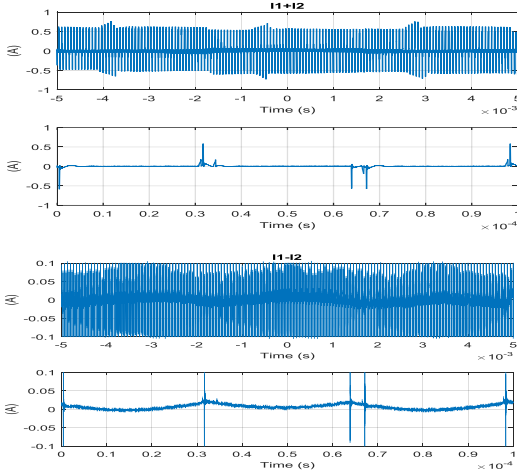


Figure III-10 : Courants mesurés à l'aide d'un oscilloscope

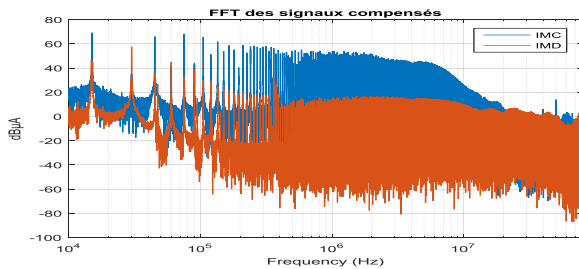


Figure III-11 : FFT des courants mesurés après compensation des sondes

Ensuite, nous avons calculé les spectres des sources de perturbation de mode commun et de mode différentiel qui sont donnés Figure III-12.

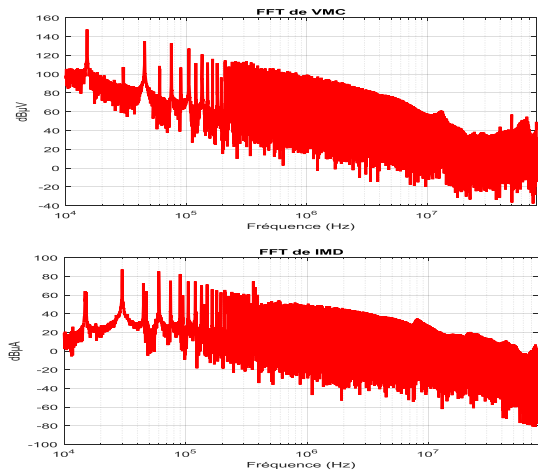


Figure III-12 : Sources de perturbations calculées dans MATLAB

**C. Validation du modèle**

Toutes les caractérisations faites nous permettent de proposer un modèle EM simplifié du banc de mesure (Figure III-13).

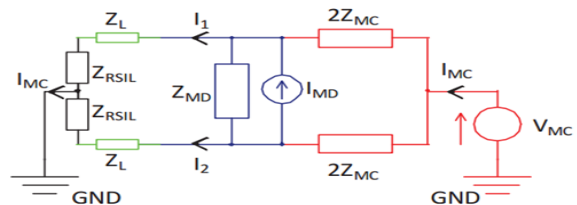


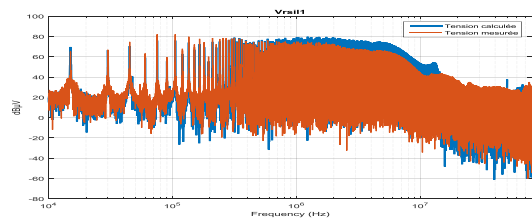
Figure III-13 : Modèle CEM équivalent du banc de mesure

Avec :

- $Z_{RSIL}$  est l'impédance du RSIL vue côté charge entre les lignes d'alimentation et la masse.
- $Z_{MD}$  est l'impédance différentielle d'onduleur.
- $Z_{MC}$  est l'impédance de couplage en mode commun de l'onduleur avec la masse.
- $Z_L$  est l'impédance série de chaque ligne.

Finalement, à partir du modèle CEM déjà identifié du convertisseur sous test et des caractéristiques des RSIL, nous avons reconstitué les mesures de perturbations observées sur les RSIL pour valider notre approche. Les tensions  $V_{R_{RSIL1}}$  et  $V_{R_{RSIL2}}$  sont les tensions aux bornes des résistances des RSIL ( $50\Omega$ ). Elles sont identifiées dans le modèle en calculant les courants  $I_{RSIL1}$  et  $I_{RSIL2}$  qui traversent les deux RSIL.

En même temps, ces tensions ont été mesurées directement sur l'oscilloscope via un accès de mesure disponible aux bornes des résistances de chaque RSIL. Afin de maîtriser la configuration de mesures et leurs effets parasites, nous avons remplacé les bouchons  $50\Omega$  des RSIL par les impédances  $50\Omega$  de l'oscilloscope.





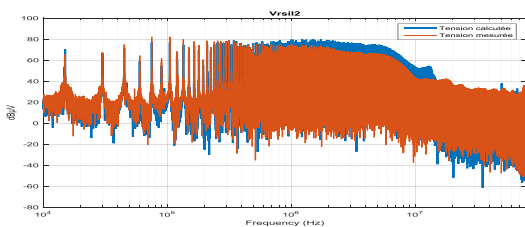


Figure III-14 : Spectres mesurés (bleu) et calculés (rouge) des tensions aux bornes des résistances de chaque RSIL

En comparant, les spectres mesurés et calculés présentés à la

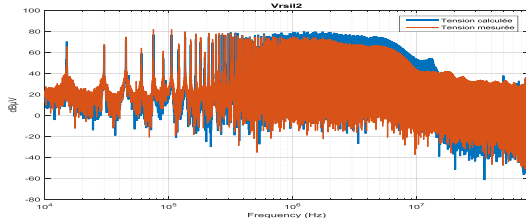


Figure III-14, nous observons une bonne correspondance des deux tensions  $V_{R1rsil}$  et  $V_{R2rsil}$  ce qui valide notre modèle. On voit néanmoins clairement une petite différence à partir de quelques MHz.

#### CONCLUSION ET PERSPECTIVES

L'objectif des travaux de cette année était de synthétiser les recherches déjà existantes dans la littérature concernant les architectures des filtres CEM et la faisabilité de l'intégration des filtres pour les différentes gammes de puissances.

Un filtrage CEM efficace nécessite un dimensionnement spécifique pour les deux modes de propagation des courants parasites (le MC et le MD), il nécessite donc la connaissance de l'impédance du réseau (dans notre cas un RSIL), des impédances vues à l'entrée du convertisseur ainsi que des sources de perturbations du convertisseur. Durant la première année, nous avons pu appliquer un protocole de mesure et de caractérisation afin de modéliser les impédances et les sources de perturbation et nous avons validé le modèle « boîte noire » proposé dans [6] pour un convertisseur DC-AC de 5kW.

L'objectif des prochains travaux sera de voir la robustesse du modèle si on modifie l'impédance côté charge ou côté réseau d'alimentation (en modifiant la longueur des câbles par exemple) et d'établir un modèle « boîte noire » côté triphasé.

Une loi d'évolution globale du modèle en fonction des points de fonctionnement sera à établir dans les prochains jours.

#### REFERENCES

- [1] M. Hartmann, S. Member, H. Ertl, and J. W. Kolar, "EMI Filter Design for a 1 MHz, 10 kW Three-Phase / Level PWM Rectifier," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1192–1204, 2011.
- [2] T. Nussbaumer, M. L. Heldwein, and J. W. Kolar, "Differential mode input filter design for a three-phase buck-type PWM rectifier based on modeling of the EMC test receiver," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1649–1661, 2006.
- [3] J. L. Kotny, T. Duquesne, and N. Idir, "Méthode de

dimensionnement des Filtres CEM pour convertisseurs DC-DC," no. Workshop 2emc, pp. 2–7, 2010.

- [4] K. Ragg, T. Nussbaumer, and J. W. Kolar, "Guideline for a simplified differential-mode EMI filter design," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 3, pp. 1031–1040, 2010.
- [5] C. Vermaelen, "Contribution à la modélisation et à la réduction des perturbations conduites dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable," 2012, pp. 1–185.
- [6] M. Ali, "Nouvelles Architectures intégrées de filtre CEM Hybride," 2012.
- [7] S. Qgasawara, H. Ayano, and H. Akagi, "An Active Circuit for Cancellation of Common-Mode Voltage Generated by a PWM Inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1547–1553.
- [8] C. Jullien, M. Dunand, and J. Genoulaz, "Developement De Harnais De Cable En Vue De L' Optimisation Cem D' Une Chaîne De Conve Rsion De Puissance Pour L' Aer Onautique," no. Cem, 2014.
- [9] C. Jullien, E. Aubert, J. Genoulaz, and A. Dieudonne, "Harness Development for Electromagnetic Compatibility Optimization of Power Conversion Chain for Aerospace"
- [10] Y. Lembeye, P. Goubier, and J. Ferrieux, "Integrated Planar L – C – T Component: Design , Characterization and Experimental Efficiency Analysis," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 3, pp. 593–599, 2005.
- [11] R. Chen, "Integrated emi filters for switch mode power supplies," 2004.
- [12] D. Xu, Z. Wen, X. Wu, Y. Okuma, and K. Mino, "Entirely integrated emi filter based on a flexible multi-layer strip material," 2010.
- [13] M. Arab, "Contribution au développement d' outils numériques pour la conception de dispositifs passifs intégrés en électronique de puissance," 2006.
- [14] B. Vallet, "Etude et conception d'une nouvelle alimentation à découpage à transfert d'énergie mixte basée sur un composant passif LCT intégré," 2008.
- [15] Taibi Fatna, "Intégration des composants passifs en électronique de puissance," 2010.



# Control and Observation of Switched Systems - Application to Power Converters

Gerardo BECERRA<sup>12</sup>

Xuefang LIN-SHI<sup>1</sup>, Minh Tu PHAM<sup>1</sup>, Diego PATINO<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Laboratoire Ampère, Dépt MIS, INSA de Lyon, France

<sup>2</sup>Pontificia Universidad Javeriana, Facultad de Ingeniería, Bogotá, Colombia

Effective starting date of work: 05/11/2015

Financing of doctorant remuneration: COLCIENCIAS

**Abstract**—A method for direct design of estimators without exact knowledge of the system model has been presented. This approach has been applied to the problem of state estimation in switched power converters working in continuous and discontinuous conduction modes. The differences in the system dynamics in these two operation modes make more difficult to obtain a simple mathematical model for the system. This in turn makes more difficult the estimation problem.

Under some assumptions on the regularity of the approximated functions and an informative enough dataset, some bounds on the estimate can be computed. The method is demonstrated for the case of the SEPIC DC-DC converter, obtaining simulation and experimental results. The proposed method presents better estimation results with respect to another method which requires exact knowledge of the mathematical model.

**Résumé**—Une méthode pour la conception directe des estimateurs sans connaissance exact du modèle de système est présenté. Cette approche a été appliqué au problème de l'estimation de l'état de convertisseurs de puissance commutés que travaille sur modes d'opération continues et discontinues. Les différences dans la dynamique du système dans les deux modes d'opération rendre plus difficile de obtenir un modèle mathématique simple pour le système. Cela à son tour rend plus difficile le problème d'estimation.

Sous certaines hypothèses sur la régularité des fonctions approchées et un ensemble de données informatives, certaines limites sur l'estimation peut être calculé. Cette méthode est démontrée pour le convertisseur DC-DC SEPIC, pour lequel les résultats de simulation et expérimentation sont obtenus. Le méthode proposée donne des meilleurs résultats de l'estimation qu'un autre méthode qui nécessite connaissance exacte du modèle mathématique.

## I. INTRODUCTION

The development of the theory of switched systems has been an active research topic in recent years. This results from the interesting theoretical questions and from the usefulness of this framework in modeling many real world applications exhibiting some form of discontinuous behavior, like colisions in mechanical systems, phase changes in chemical processes or switches opening and closing in power systems. The application motivating this research is the operation of power systems, in particular the case of switched power converters.

Conversion and control of electrical energy is a very important topic today, considering the increasing demands in terms of power quality and efficiency. Power converters have applications in a variety of sectors like industry, residential, transport and renewables [1]. They constitute a fundamental building block in power systems because they serve as interfaces for delivering power between electrical systems working with different waveforms or levels, serving an important role in the interconnection of different elements in the electrical grid.

The practice of power systems engineering has produced different well established methods for operating these power converters. The main strategies for control of power electronics in the present are linear control, hysteresis control, intelligent control, sliding mode control and predictive control [2]. These approaches, in the general case, are simple to implement and provide practical solution to the control problem. However, the performance requirements for power systems continue increasing beyond the capabilities of these methods. This has motivated the development of more advanced techniques.

Power converters possess nonlinearities that manifest as complex behaviors, and as a consequence properties like the stability, controllability and observability of these systems are harder to assess [3]. The theory of automatic control deals precisely with the study of these properties. Therefore, these theoretical results can be useful for assisting the power systems practitioner in obtaining models for predicting and controlling the behavior of these systems. The study of these properties and the development of advanced methods for the operation of power converters can yield improvements in the efficiency and reliability with respect to the established methods.

This research aims to propose the use of recent developments in the Theory of Automatic Control for solving control and observation problems in Power Electronics, in particular for switching power converters. In the general sense, this will contribute in bridging the gap between the Theory of Automatic Control and the practice of Power Electronics.

A challenge in the implementation of control and observation methods in high frequency power converters is that their system dynamics are very fast, therefore requiring fast com-

putation of the control and observation algorithms. Regardless of the growing trend in available computational power, in many cases a real time implementation may not be feasible for complex algorithms.

## II. WORK PROGRESS

During the second year of the thesis, the research has been focused in the development of methods for state estimation in power converters. An approach involving the design of causal filters has been developed for this application, based on the Set Membership framework introduced by [4] and later expanded by [5], [6]. This approach is shown to be useful in the case of a power converter operating alternatively in both continuous and discontinuous conduction modes, yielding widely different dynamical behaviors over the whole range of operation.

### A. Modeling Power Converters

The power converter is a power processing unit [7], with an input port from which it draws power and an output port for delivering power. This is achieved by changing the voltage or current waveforms from input to output. Passive linear reactive elements are used as intermediate stages for storing the energy received from the input and transferring it to the output, while also filtering the waveforms. In the case of switched power converters, semiconductor devices are used to perform the switching operations. The circuit topology changes according to the state of the switching devices when allowing or blocking the current flow through it. These activation and deactivation events can be forced using a control signal, or can happen spontaneously depending on the device type and circuit conditions.

A power converter can be modeled as a switched system, which can be written as a set of first order differential equations whose right-hand side change according to discrete switching events of a certain kind (state or time dependent, autonomous or controlled):

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \mathcal{F}_\sigma(x(t), u(t), w(t)) \\ y(t) &= \mathcal{G}_\sigma(x(t), u(t), w(t)) \end{aligned} \quad (1)$$

where  $x(t) \in \mathbb{R}^{n_x}$  corresponds to the state,  $u(t) \in \mathbb{R}^{n_u}$  the input,  $y(t) \in \mathbb{R}^{n_y}$  the measurable output,  $w(t) \in \mathbb{R}^{n_w}$  the unknown noise and  $\sigma \in \mathcal{I}$  the active operation mode, with  $\mathcal{I}$  a finite index set. When the functions  $\mathcal{F}$  and  $\mathcal{G}$  are linear, the model can be written in the form:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \mathcal{A}(s)x(t) + \mathcal{B}_u(s)u(t) + \mathcal{B}_w(s)w(t) \\ y(t) &= \mathcal{C}(s)x(t) + \mathcal{D}_u(s)u(t) + \mathcal{D}_w(s)w(t) \\ s &\in \{0, 1\}^{n_s} \end{aligned} \quad (2)$$

with  $s$  corresponding explicitly to the state of the switches. This model can be extended to include process or measurement uncertainties. The operation of a power converter requires the generation of suitable switching signals for turning on

or off the semiconductor devices. These signals are usually provided by a controller, designed according to predefined control objectives. A common approach is to use a PWM scheme, where the controller output corresponds to the duty cycle of the switching signal. If the frequency of this signal is high with respect to the transient behavior in the power converter, it is assumed that the average model yields a good approximation of the low frequency behavior of the system [8]. Consider the following time discretization of the average model obtained from Eq. (2):

$$\begin{aligned} x^{t+1} &= A(d)x^t + B_u(d)u^t + B_w(d)w^t \\ y^t &= C(d)x^t + D_u(d)u^t + D_w(d)w^t \\ d &\in [0, 1]^{n_s} \end{aligned} \quad (3)$$

The superindex  $t$  in all variables in Eq. (3) represents the discrete time variable, and  $d$  corresponds to the duty cycle of the PWM signal. Notice that the model in Eq. (3) corresponds to a LPV structure, like the one introduced in [6], where the system matrices depend on the parameter  $d$ . It is typical in the average model of different power converter topologies to find a linear dependence on the state variables (capacitor voltages and inductor currents) and a nonlinear dependence on the duty cycle. This notation will be used in the following sections.

### B. Power Converter Operation in Continuous and Discontinuous Conduction Modes

In practice the power converter may exhibit discontinuous conduction modes (DCM). This occurs when the ripple in an inductor current or a capacitor voltage is sufficiently large to reverse the polarity in an unidirectional switch, as shown in Fig. 1. The system can enter DCM because of operating conditions, such as a low load, or can be forced on purpose by the designer. For additional details on the operation of power converters in DCM check [8], [9], [7]. When the converter operates in this mode, the dynamics are altered significantly and the assumptions for the average model approximation are not valid anymore [10]. The switching events are not only controlled (by the designer) but are forced by the violation of the unidirectionality constraints (for instance, when diodes are present).

Under these conditions, modeling becomes more complex because these constraints need to be included. One possibility is to use a hybrid system framework. However, this makes more difficult the control and the observation / estimation problem. There are different approaches in the literature to deal with these problems, with respect to modeling [11], [12], [13]; control [14], [15], [10] and estimation [16].

However, most of these approaches assume that the system parameters are exactly known, which is not necessarily true in practice. Under these circumstances, typically a two step approach is used, first involving identification methods [12] for obtaining a mathematical model and later the design of

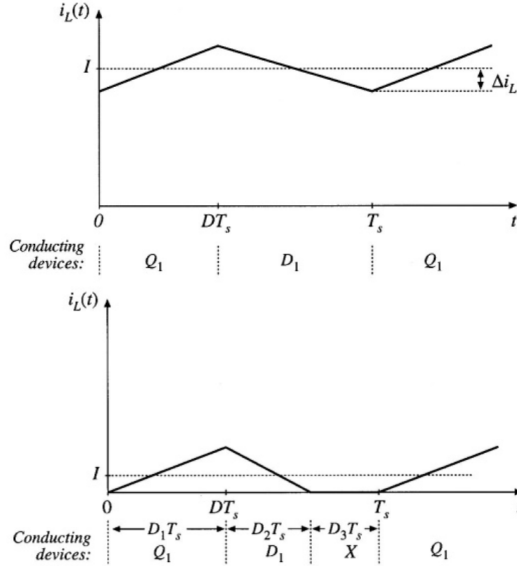


Fig. 1. Inductor current in CCM (top) and DCM (bottom).

a controller / observer based on the identified model. In the following subsection, an alternative approach is presented for designing state estimators directly from the identification dataset, without knowledge of the mathematical model.

### C. Optimal Filtering for State Estimation of Unknown Systems

In the present work, we make use of a direct approach for designing state estimators directly from data, without identifying a mathematical model for the system. This approach is based on the Set Membership (SM) framework introduced by [4] and later expanded by [5] and [6]. While the traditional identification methods require some a priori assumptions on the system class (linear, bilinear, polynomial, etc), the SM approach does require less restrictive assumptions, in the form of bounds on the function gradients. Consider the discrete-time nonlinear system

$$\begin{aligned} x^{t+1} &= F(x^t, \tilde{u}^t, \tilde{d}^t, w^t) \\ \tilde{y}^t &= G(x^t, \tilde{u}^t, \tilde{d}^t, w^t) \\ v^t &= H(x^t, \tilde{u}^t, \tilde{d}^t) \end{aligned} \quad (4)$$

where  $x^t$  corresponds to the state,  $\tilde{d}^t$  the controlled parameter,  $\tilde{u}^t$  the measurable input,  $\tilde{y}^t$  the measurable output,  $v^t$  the variable we want to estimate and  $w^t$  the noise. Notice that system in Eq. (3) is a particular case of the system in Eq. (4). A causal estimator for  $v^t$  is a function  $f$  mapping the past  $m$  measured inputs and outputs into an estimate  $\hat{v}^t$ :

$$\hat{v}^t = f(\tilde{d}^t, \tilde{y}^t, \tilde{u}^t, \dots, \tilde{d}^{t-m+1}, \tilde{y}^{t-m+1}, \tilde{u}^{t-m+1}) \quad (5)$$

The objective is to obtain a causal filter with small estimation error  $v^t - \hat{v}^t$ . The filter structure in this case is NFIR. This

method is optimal in the sense of approximating a filter function  $f$  such that the worst case estimation error is minimized. This provides a means to compute not only the estimate but the tightest error bounds, allowing to quantify the uncertainty associated to the estimation process. One of the advantages of this method is that the considered NFIR estimators are guaranteed to be BIBO stable. The following assumptions are considered:

- 1) The system functions  $F, G, H$  are unknown.
- 2) The system is  $n$ -step observable [6].
- 3) The noise  $w^t$  is unknown, but known to be bounded in  $l_p$  norm.
- 4) A dataset  $\mathcal{D} = \{(\tilde{d}^t, \tilde{y}^t, \tilde{u}^t), \tilde{v}^t, t = 1, 2, \dots, N\}$  is available, where  $\tilde{v}^t = v^t + \xi^t$  is the noise corrupted measurement of  $v^t$ , with  $\xi^t$  the unknown but bounded measurement noise.

Consider the filter with NFIR structure

$$\hat{v}^t = f(\tilde{\varphi}^t) \quad (6)$$

where the regressor  $\tilde{\varphi}^t = [\tilde{d}^{t,m}; \tilde{y}^{t,m}; \tilde{u}^{t,m}]$  corresponds to a column vector concatenation of the last  $m$  values for each variable  $(\tilde{d}, \tilde{y}, \tilde{u})$ . The filter function  $f$  belongs to the set of Lipschitz continuous functions

$$\mathcal{F}(\gamma) = \{f : |f(\varphi^t) - f(\hat{\varphi}^t)| \leq \gamma \|\varphi^{t-k+1} - \hat{\varphi}^{t-k+1}\|\}, \quad (7)$$

$\forall \varphi^t, \hat{\varphi}^t \in \Phi$ , where  $0 \leq \gamma < \infty$ ,  $k = 1, \dots, m$  and  $\Phi \subseteq \mathbb{R}^{(n_p+n_v+n_u)m}$  corresponds to the regressor domain. The filter can be designed directly from the dataset  $\mathcal{D}$ , obtained from the unknown system for different input sequences which should provide sufficient exploration of the regressor domain. The design process allows to find an approximation  $\hat{f}$  of the unknown optimal filter  $f_o$  from the dataset. The estimation error  $|f_o(\tilde{\varphi}^t) - \hat{f}(\tilde{\varphi}^t)|$  can not be evaluated directly because  $f_o$  is unknown. However, it is known that  $f_o$  belongs to the Feasible Filter Set  $FFS$ :

$$FFS = \{f \in \mathcal{F}(\gamma) : |\tilde{v}^t - f(\tilde{\varphi}^t)| \leq \varepsilon, t = 1, \dots, N\} \quad (8)$$

This set corresponds to the smallest set containing  $f_o$ , or equivalently, the set of all systems consistent with prior information and measured data. The problem here consists on choosing  $\gamma$  and  $\varepsilon$  such that the set  $FFS$  is not empty. Define the following functions

$$\begin{aligned} \bar{f}(\tilde{\varphi}^t) &= \min_{k=1, \dots, N} (\tilde{v}^t + \varepsilon + \gamma \|\tilde{\varphi}^t - \tilde{\varphi}^k\|) \\ \underline{f}(\tilde{\varphi}^t) &= \max_{k=1, \dots, N} (\tilde{v}^t - \varepsilon - \gamma \|\tilde{\varphi}^t - \tilde{\varphi}^k\|) \end{aligned} \quad (9)$$

The following result is useful for solving this problem:

#### Theorem 1.

- 1) A necessary condition for  $FFS$  to be non-empty is  $\bar{f}(\tilde{\varphi}^k) \geq \tilde{v}^k - \varepsilon$ ,  $k = 1, \dots, N$ .

- 2) A sufficient condition for  $FFS$  to be non-empty is  $\bar{f}(\tilde{\varphi}^k) > \tilde{v}^k - \varepsilon$ ,  $k = 1, \dots, N$ .

*Proof.* See [4].  $\square$

Using this result, the values  $\gamma$  and  $\varepsilon$  can be properly chosen. Specifically, for each  $\varepsilon$  value, a boundary value of  $\gamma^*$  separating the region  $FFS = \emptyset$  from the region  $FFS \neq \emptyset$  can be found. Therefore, if an estimate for  $\varepsilon$  is available, it is reasonable to choose  $\gamma$  as a slightly higher value than  $\gamma^*(\varepsilon)$ . Using these parameters, the direct filter is defined as:

$$\begin{aligned} \hat{v}^t &= f_c(\tilde{\varphi}^t) \\ f_c(\tilde{\varphi}^t) &= \frac{1}{2} [\bar{f}(\tilde{\varphi}^t) + \underline{f}(\tilde{\varphi}^t)] \end{aligned} \quad (10)$$

In summary, the procedure for the filter design is presented is:

- 1) Prepare a dataset  $\mathcal{D}$ .
- 2) Obtain a preliminary approximation  $f_a$  of  $f_o$  using any method, like neural networks, support vector machines, radial basis functions, etc. In many cases,  $f_a = 0$  provides good accuracy.
- 3) Obtain a residue dataset  $\Delta\mathcal{D} = \{(\tilde{d}^t, \tilde{y}^t, \tilde{u}^t), \Delta\tilde{v}^t, t = 1, 2, \dots, N\}$ , with  $\Delta\tilde{v}^t = \tilde{v}^t - f_a(\tilde{\varphi}^t)$ .
- 4) Choose  $\gamma$  and  $\varepsilon$  using the following criterion:
  - a) Take  $\varepsilon = \|\tilde{v} - v_F\|_\infty$ , where  $v_F = F(\tilde{v})$ ,  $F(\cdot)$  a non-causal filter.
  - b) Take  $\gamma^* = \min \gamma$ , subject to  $\bar{f}_\Delta(\tilde{\varphi}^k) > \Delta\tilde{v}^k - \varepsilon$ ,  $k = 1, \dots, N$ , according to Theorem 1.
- 5) Using the selected values for  $\gamma$  and  $\varepsilon$ , define the optimal direct filter as:

$$\tilde{v}^t = f_c(\tilde{\varphi}^t) = f_a(\tilde{\varphi}^t) + f_\Delta(\tilde{\varphi}^t) \quad (11)$$

$$f_\Delta(\tilde{\varphi}^t) \doteq \frac{1}{2} [\bar{f}_\Delta(\tilde{\varphi}^t) + \underline{f}_\Delta(\tilde{\varphi}^t)] \quad (12)$$

$$\bar{f}_\Delta(\tilde{\varphi}^t) \doteq \min_{k=1, \dots, N} (\Delta\tilde{v}^t + \varepsilon + \gamma \|\tilde{\varphi}^t - \tilde{\varphi}^k\|) \quad (13)$$

$$\underline{f}_\Delta(\tilde{\varphi}^t) \doteq \max_{k=1, \dots, N} (\Delta\tilde{v}^t - \varepsilon - \gamma \|\tilde{\varphi}^t - \tilde{\varphi}^k\|) \quad (14)$$

Notice that steps 1 to 4 in the procedure are computed offline, as part of the design process. Once a dataset  $\mathcal{D}$  is available and the parameters  $\gamma$  and  $\varepsilon$  have been obtained, the filter estimates are computed using Eqs. (11), (12), (13), (14) in step 5. This step can be performed easily by computing the expressions over the complete dataset and selecting the tightest bounds.

#### D. Application example: SEPIC converter

Consider the single-ended primary inductor converter (SEPIC) DC-DC power converter presented in Fig. 2. This converter can have an output voltage either greater, less than or equal to the input voltage. A PWM signal with controlled duty cycle is used to drive the switch in open loop. Table I shows the parameters used for the SEPIC converter in simulation

TABLE I: Parameters used in simulation and experiment.

Converter	Parameters
SEPIC	$u(t) = 20V$ , $L_1 = 2.3mH$ , $C_1 = 190\mu F$ , $L_2 = 330\mu H$ , $C_2 = 190\mu F$ , $R_1 = 2.134\Omega$ , $R_2 = 0.234\Omega$ , $R_o = 22\Omega$ , $f_{pwm} = 20kHz$

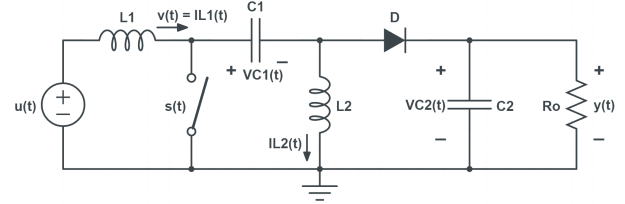


Fig. 2. SEPIC converter

and in the experimental test bench.  $R_1$ ,  $R_2$  are the equivalent internal inductor resistances and  $R_o$  is the load resistance. The state vector is  $x = [I_{L_1}, V_{C_1}, I_{L_2}, V_{C_2}]^T$ .

The optimal direct filter approach is used to estimate the input current  $v^t = I_{L_1}$  from measurements of the output voltage  $y^t = V_{C_2}$ . A dataset  $\mathcal{D}$  was obtained by generating an amplitude modulated pseudo random signal (APRBS) [17] for the duty cycle input, and measuring the open loop response of the output. The amplitude of the duty cycle signal is selected to force the power converter to operate in both the CCM and DCM regions.

Assuming constant load  $R_o$ , the duty cycle boundary which separates the CCM and DCM operating regions can be computed by static analysis [18]. Using the parameters in Table I:

$$\bar{d} = 1 - \frac{2f_{pwm}L_1L_2}{R_o(L_1 + L_2)} = 0.2756$$

In both cases, simulation and experiment, the procedure used is the same. The dataset  $\mathcal{D}$  is obtained by applying the duty cycle signal  $\tilde{d}^t$  to the PWM and measuring  $(\tilde{u}^t, \tilde{y}^t, \tilde{v}^t)$  with a sampling frequency  $f_s = 5kHz$ , according to step 1 of the procedure. In step 2, a preliminary approximation was obtained, but did not present a noticeable improvement to the estimate, so  $f_a = 0$  was chosen. However, a regressor scaling scheme was used as described in [4] to improve the result. The parameters  $\gamma$  and  $\varepsilon$  were obtained as described in step 4. Step 5 was implemented off line using a validation dataset.

Figs. 3 and 4 in the bottom show the APRBS duty cycle signal, taking values in both CCM and DCM regions. Figs. 3 and 4 in the top shot the direct filter estimates with respect to the real state in simulation and experiment, respectively. A comparison was also made with an Extended Kalman Filter (EKF) using the exact model (2) for the converter operating in CCM. It can be observed that in both cases the direct filter provides good estimates in all the duty cycle interval, while the EKF presents worse estimates, specially when the duty cycle crosses the boundary towards the DCM region.

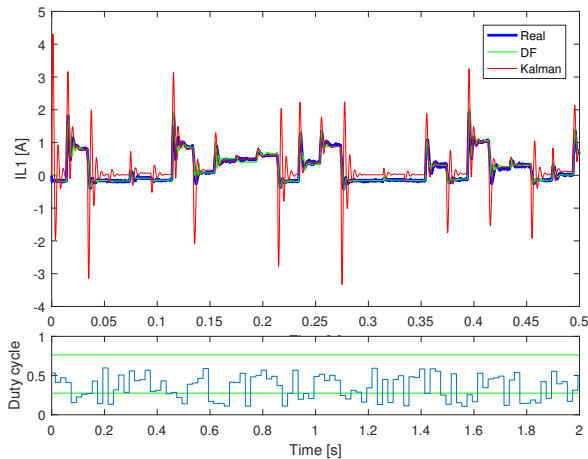


Fig. 3. Simulation results:  $I_{L1}$  estimation with Direct Filter and Extended Kalman Filter (top), duty cycle and DCM boundary (bottom).

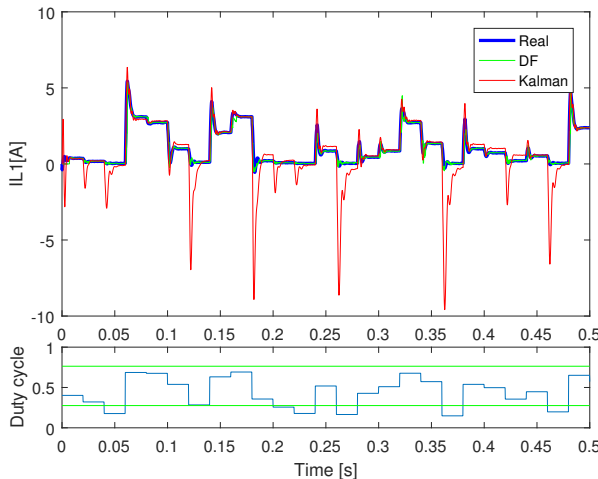


Fig. 4. Experimental results:  $I_{L1}$  estimation with Direct Filter and Extended Kalman Filter (top), duty cycle and DCM boundary (bottom).

### III. CONCLUSION AND PERSPECTIVES

In this study a method for direct design of estimators without exact knowledge of the system model has been presented. This approach is shown to be useful for estimation in converters working in both CCM and DCM. Because of drastic dynamic changes in the system behavior when traversing the boundary from the CCM to the DCM region and back, the average model does not provide a good approximation. A hybrid modeling framework could be used in this case, but this makes the control and estimation problems to become harder.

The proposed alternative is to use a data based approach where some assumptions on the regularity of the approximated

functions are made for computing worst case bounds on the estimate. The method can be applied to PWM power converters, and is demonstrated for the case of the SEPIC DC-DC converter. Simulation and experimental results have been obtained, showing better estimation results with respect to the Extended Kalman Filter, which requires an exact knowledge of the model to be useful. When the converter enters the DCM region, the quality of the model diminishes and therefore the Kalman estimates degrade. However, the data based approach is robust with respect to these changes in the system dynamics.

There are still many future work directions which can be developed. For instance, more in depth tests of the estimation performance can be performed in other converter topologies where DCM behaviors may arise. Also, a comparison with respect to other model-based observation/estimation approaches would be interesting to investigate the possible advantages and disadvantages of the direct approach. Finally, the feasibility of a real time implementation should be studied: one possibility is to use methods for fast computation of the function approximation using, for example, a lookup table. In this case it would be necessary to study the relation between the approximation losses and the degradation in the estimation quality.

### REFERENCES

- [1] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, ser. Wiley - IEEE. Wiley, 2012. [Online]. Available: <https://books.google.fr/books?id=I2JgX5ghSq4C>
- [2] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor, and H. A. Young, "Model predictive control: Mpc's role in the evolution of power electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, Dec 2015.
- [3] P. Kundur, J. Paserba, V. Ajjarapu, G. Andersson, A. Bose, C. Canizares, N. Hatziaargyriou, D. Hill, A. Stankovic, C. Taylor, T. V. Cutsem, and V. Vittal, "Definition and classification of power system stability ieee/cigre joint task force on stability terms and definitions," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, no. 3, pp. 1387–1401, Aug 2004.
- [4] M. Milanese and C. Novara, "Set membership identification of nonlinear systems," *Automatica*, vol. 40, no. 6, pp. 957 – 975, 2004. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0005109804000470>
- [5] C. Novara, F. Ruiz, and M. Milanese, "Direct filtering: A new approach to optimal filter design for nonlinear systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 58, no. 1, pp. 86–99, Jan 2013.
- [6] F. Ruiz, C. Novara, and M. Milanese, "Direct design from data of optimal filters for lpv systems," *Systems and Control Letters*, vol. 59, no. 1, pp. 1 – 8, 2010. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0167691109001339>
- [7] R. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, ser. Power electronics. Springer US, 2001. [Online]. Available: [https://books.google.com.co/books?id=S91G\\\_Nz\\\_KjEC](https://books.google.com.co/books?id=S91G\_Nz\_KjEC)
- [8] r. middlebrook and s. cuk, "a general unified approach to modelling switching-converter power stages," in *power electronics specialists conference, 1976 ieee*, june 1976, pp. 18–34.
- [9] D. Maksimovic and S. Cuk, "A unified analysis of pwm converters in discontinuous modes," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 3, pp. 476–490, Jul 1991.
- [10] A. Alawieh, R. Ortega, H. Pillai, A. Astolfi, and E. Berthelot, "Adaptive control of the boost converter in discontinuous conduction mode," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 44, no. 1, pp. 3310 – 3315, 2011, 18th IFAC World Congress. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1474667016441224>

- [11] A. C. Umarikar and L. Umanand, "Modelling of switched mode power converters using bond graph," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 152, no. 1, pp. 51–60, Jan 2005.
- [12] T. Larkowski, U. Hitzemann, and K. J. Burnham, "Modelling and identification of a dc-dc boost converter operating in discontinuous conduction mode," in *IET Conference on Control and Automation 2013: Uniting Problems and Solutions*, June 2013, pp. 1–6.
- [13] A. Mocci, A. Serpi, I. Marongiu, and G. Gatto, "Enhanced modeling of dc-dc power converters by means of averaging technique," in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Oct 2014, pp. 5101–5107.
- [14] M. Ferdowsi and A. Emadi, "Estimative current mode control technique for dc-dc converters operating in discontinuous conduction mode," *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 2, no. 1, pp. 20–23, March 2004.
- [15] M. Hejri and H. Mokhtari, "Hybrid predictive control of a dc-dc boost converter in both continuous and discontinuous current modes of operation," *Optimal Control Applications and Methods*, vol. 32, no. 3, pp. 270–284, 2011. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1002/oca.933>
- [16] L. F. Shi and Y. M. Qi, "Current estimation circuit for discontinuous conduction mode flyback pulse-width modulation controller," *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 7, pp. 1217–1223, 2015.
- [17] O. Nelles, *Nonlinear Dynamic System Identification*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2001, pp. 547–577. [Online]. Available: [http://dx.doi.org/10.1007/978-3-662-04323-3\\_15](http://dx.doi.org/10.1007/978-3-662-04323-3_15)
- [18] N. Li, "Digital control strategies for DC/DC SEPIC converters towards integration," Theses, INSA de Lyon, May 2012. [Online]. Available: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00760064>



# Hybrid satellite position estimator using self-induced dither for SATCOM On The Move

Elliot Broussard

Minh Tu Pham, Xavier Brun, Maxime Ladevez

Date effective de début du travail : 01/12/2015

Financement de la rémunération du doctorant : CIFRE

**Abstract**—The only way to insure a good satellite communication data rate on a moving vehicle is to maintain an antenna bore-sight in the satellite direction. To do so, the antenna is mounted on an Antenna Positioning Systems (APS). The APS is a motorized gimbals that make the antenna move in order to maintain a proper pointing, regardless the vehicle movements. This kind of satellite communication is called SATCOM On The Move (SOTM).

In this paper, an hybrid pointing strategy, using least squares identification and gyroscopes is proposed and tested through realistic simulation. The main difference with other strategies is that the scanning is made using only the motion due to measurement noise and gyroscope drift, making unnecessary the introduction of a pointing dither on purpose, as it is usually done. Such a dither is referred as self-induced dither.

The main advantage of this strategy is its robustness with respect to non-linearities due to mechanical defects since no precise dither trajectory has to be followed. Another benefit is that attitude measurements are not used during tracking, making the strategy proposed especially interesting for low cost applications.

## I. INTRODUCTION

In order to insure an acceptable satellite communication on a moving vehicle (planes, drones, land vehicles, vessels ...), antennas must be steered toward a satellite. To do so, antennas are mounted on stabilized platforms called Antenna Positioning Systems (APS). The requirements in term of pointing accuracy depend on the wave frequency and on the antenna size. For the application studied in the following paper, the frequency band and the antenna size leads to a required pointing accuracy of approximately 0.3 degrees ([1]). The mis-pointing should not overcome 0.8 degrees, in order not to lose the communication link. The accuracy must be insured while the vehicle is moving. Therefore, the antenna must track the satellite in real time: it is the tracking phase. Many pointing strategies exist, for fixed and mobile stations ([2]). An *Open loop* pointing strategy is based only on a vehicle attitude measurement ([3]). A *Closed loop* pointing strategy is based on the *Signal over Noise Ratio* (SNR) measurement, which represents the strength of the satellite communication signal. The point of tracking is to maximize the SNR. These techniques are Monopulse, Conical Scan ([4]) and Step Tracking ([5]). Pointing strategies that use both attitude and

SNR measurement are called *hybrid strategies* ([6], [7]).

An Open loop pointing requires a high quality Inertial Navigation System (INS) to provide an attitude measurement, without heavy constraints on the APS mechanical design. On the contrary, a closed loop strategy such as Conical Scan does not require an attitude measurement but it needs to introduce a circular pointing movement in order to vary the SNR. This voluntary movement is called a dither and is needed in order to insure the identifiability of the satellite position. Therefore, the APS defects (backlash, mechanical compliance, imbalance and friction) have to be minimized in order to be able to follow a dither trajectory precisely.

The pointing strategy proposed in this paper aims to reduce the cost of an APS using an hybrid pointing strategy that is robust to mechanical defects, without the use of attitude measurement, while respecting the same requirements in term of pointing accuracy. This is achieved using self-induced dither, introduced only by measurement error and noise.

First, a brief description of the APS is made. Then the proposed algorithm is described: the satellite position estimator uses a 2D curve least squares fitting and gyroscope measurements to estimate the satellite direction. Finally, the simulation model is described and the simulation results are shown in order to illustrate the benefit of the approach.

## II. ANTENNA POSITIONING SYSTEM (APS)

In this section, a description of the architecture of the APS is made and the sensors available are described. A block diagram is shown on figure 2.

- **2-axis gimbal with position and stabilization inner control:** These blocks represent the two controlled mechanical axes that are steered in order to point the antenna toward the satellite.

The block  $C1$  is the position controller, that uses encoders position measurements. The block  $C2$  is the stabilization controller, that uses antenna gyroscopes (AG on figure 1) for short term stabilization.  $C1$  and  $C2$  are both proportional integrals controllers.

As shown on figure 1, the first APS axis is vertical and is called Azimuth.  $Az$  is defined as the angle between

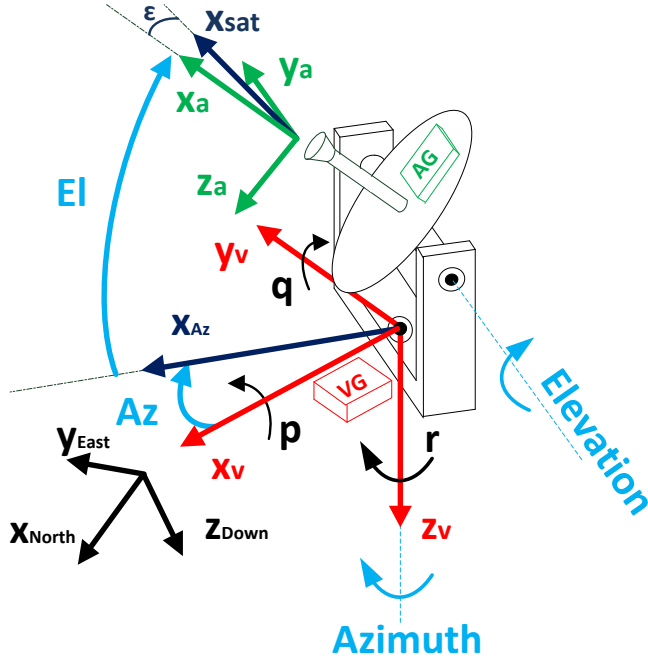


Fig. 1. Notations and frames of an APS

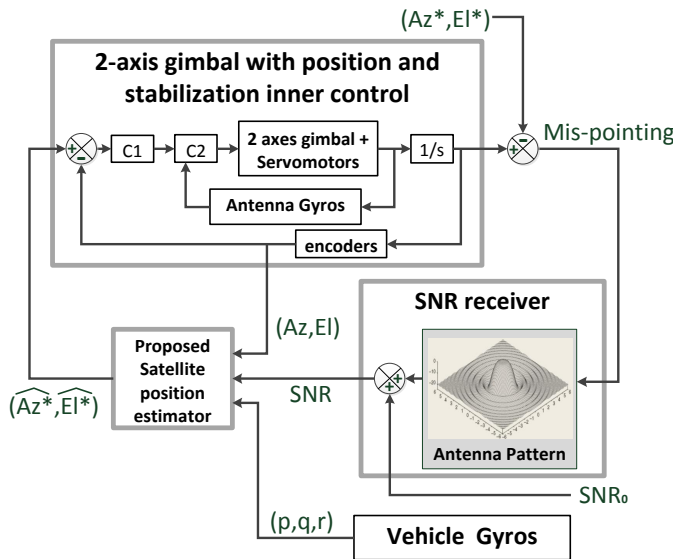


Fig. 2. Block diagram of an APS with the proposed algorithm

$x_v$  and  $x_{Az}$ . The second one is horizontal and is called Elevation.  $El$  is defined as the angle between  $x_{Az}$  and  $x_a$  (see figure 1).

- **Antenna Pattern:** This block represents the loss of SNR caused by mis-pointing. It depends on the antenna size and the wave frequency.
- **Proposed satellite position estimator:** The strategy presented in the manuscript is based on a least squares

method, using SNR and measured axis angles ( $Az, El$ ) in order to estimate the position of the satellite (see section III). It updates the least squares measurement vector at every sample time  $t_0$  using the measured vehicle angular rates ( $p, q, r$ ) (see section IV). The output of the proposed algorithm is then  $(\widehat{Az}^*, \widehat{El}^*)$ , an estimation of the positions  $(Az^*, El^*)$  that maximizes the SNR.

$R_{NED} = (x_{North}, y_{East}, z_{Down})$ , on figure 1, is a fixed frame with respect to the ground, with its  $x$  axis pointing North, its  $y$  axis pointing East and its  $z$  axis pointing Down.

The pointing error  $\epsilon$ , also called mis-pointing, is defined as the angle between the pointed direction  $x_a$  and the true satellite direction  $x_{sat}$ . See figure 1.  $\epsilon$  is expressed as:

$$\epsilon = \sqrt{\cos^2(El) \cdot (Az^* - Az)^2 + (El^* - El)^2} \quad (1)$$

The following sensors are available:

- **The vehicle gyroscopes (VG on figure 1)**, measuring the vehicle angular rates ( $p, q, r$ ), with respect to  $R_{NED}$ , expressed in the vehicle body frame  $R_v = (x_v, y_v, z_v)$ .
- **The antenna gyroscopes (AG on figure 1)**, measuring the angular rates of the antenna with respect to  $R_{NED}$  in the antenna body frame called  $R_a = (x_a, y_a, z_a)$ .  $x_a$  is the pointed direction.
- **Two encoders on the motors**, that measure the angles of the mechanical axes ( $Az, El$ ).
- **The SNR receiver** that measures the SNR, in dB. It enables the system to measure the communication quality. In practice, this measurement is very noisy and has to be filtered.

### III. CURVE FITTING USING LEAST SQUARES METHOD

The point of 2D curve fitting is to scan the sky in order to find the positions  $(Az^*, El^*)$  that maximizes the SNR. The SNR is measured at every sample time  $t_0$  and linked with two angle positions  $(Az, El)$ . Over a sufficient observation window  $T$  and thanks to a least squares estimator, the antenna pattern can be identified in space and leads to an estimation of the positions  $(\widehat{Az}^*, \widehat{El}^*)$ .

The antenna pattern is defined as follow:

$$SNR = -p \cdot \cos^2(El) \cdot (Az^* - Az)^2 - p \cdot (El^* - El)^2 + SNR_0 \quad (2)$$

The parameter  $p$  is known, constant and depends on the shape of the antenna.  $SNR_0$  is the unknown maximum SNR available.  $SNR = SNR_0$  when  $(Az, El) = (Az^*, El^*)$ . Developing (2), and averaging  $El$  over the observation window  $T$  ( $\cos^2(El(t)) \approx \cos^2(El_0)$ ), the linearized antenna pattern can be expressed as follow:

$$\begin{aligned}
SNR + p.\cos^2(El_0).Az^2 + p.El^2 = \\
2.p.\cos^2(El_0).Az^*.Az + 2.p.El^*.El \\
- p.\cos^2(El_0).Az^{*2} - p.El^{*2} + SNR_0 \quad (3)
\end{aligned}$$

If the maximum to be found  $SNR_0$  and the positions  $(Az^*, El^*)$  are constant over an observation window  $T$ , the problem can be expressed as follow:

$$y = (Az \quad El \quad 1) \cdot \begin{pmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \eta_3 \end{pmatrix} = DX \quad (4)$$

with :

$$\begin{aligned}
\eta_1 &= 2.p.\cos^2(El_0).Az^* \\
\eta_2 &= 2.p.El^* \\
\eta_3 &= -p.\cos^2(El_0).Az^{*2} - p.El^{*2} + SNR_0 \\
y &= SNR + p.\cos^2(El_0).Az^2 + p.El^2
\end{aligned}$$

$$D = (Az \quad El \quad 1) \text{ and } X = \begin{pmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \eta_3 \end{pmatrix}$$

Using the estimation of X, the satellite position is found :

$$Az^* = \frac{\eta_1}{2.p.\cos^2(El_0)} \quad El^* = \frac{\eta_2}{2.p} \quad (5)$$

The measurement is repeated  $n$  times, over the observation window  $T$  with the sample time  $t_0$  ( $n = \frac{T}{t_0}$ ). The problem is then expressed as follow:

$$Y = WX + e \quad (6)$$

$Y$  is a  $n \times 1$  vector containing  $n$  measurements of  $y$ .  $W$  is a  $n \times 3$  matrix called observation matrix, containing  $n$  lines of the matrix regressors  $D$ .  $e$  is a  $n \times 1$  error vector caused by the noise measurement and the modeling error.

Equation (6) is an over determined linear system, obtained by measurements at different times.

The solution  $\hat{X}$  is searched in order to minimize the Euclidian norm of the vector  $e$  of (6):

$$\hat{X} = \underset{X}{\operatorname{argmin}}(\|e\|) = \underset{X}{\operatorname{argmin}}(\|Y - WX\|)$$

The solution of (7) is given by:

$$\hat{X} = (W^T W)^{-1} W^T Y \quad (7)$$

The identifiability of  $X$  depends on the observation matrix rank. The rank of  $W$  is defined as the number of independent matrix columns. The rank deficiency of  $W$  can come from two origins:

- A structural rank deficiency which stands for any samples of  $W$ . This is the structural parameter identifiability problem which is solved using the minimal parameters.

- Data rank deficiency due to a bad choice of the exciting trajectory which is sampled in  $W$ . This is the problem of optimal measurement strategies.

Back to the physical system studied here, the existence and the uniqueness of the solution of (7) requires that the antenna bore-sight moves away from the satellite direction in order to allow a sufficient number of different measurements to insure the identifiability of the solution  $\hat{X}$ . Considering that this pointing dither allows a better identifiability of  $(Az^*, El^*)$  and that it also degrades the pointing accuracy, a trade-off has to be found.

In the proposed algorithm, the dither comes from measurement noise (SNR and antenna gyroscopes). This dither does not have to be followed precisely. In that way, the dither is self-induced by the system. The antenna gyroscopes noise makes the stabilization inner control noisy, which create a part of the self-induced dither. In addition, because of the noise in the SNR measurement, the estimation  $(\hat{Az}^*, \hat{El}^*)$  is also noisy, which induces the other part of the self-induced dither. The sensors output filters are designed in order to insure an acceptable trade-off between pointing accuracy and  $(Az^*, El^*)$  identifiability.

So far, the hypothesis of constant positions  $(Az^*, El^*)$  over the observation window has been made. Because of the application in SATCOM On the Move, the positions  $(Az^*, El^*)$  are likely to change. To tackle this issue, the choice of an hybrid pointing strategy using gyroscopes has been made.

#### IV. VEHICLE ANGULAR RATE PROPAGATION IN THE LEAST SQUARES FIT

Thanks to the three vehicle gyroscopes (VG on figure 1), the movement of the vehicle, and therefore, the variation of the maximum is measured. The least squares matrices  $Y$  and  $W$  of (6) can then be updated every sample time  $t_0$  in order to "move the curve fitting" as the vehicle moves. The angular rate propagation is described in this section.

$(p_a, q_a, r_a)$ , the angular rates  $(p, q, r)$  expressed in the  $R_a$  frame are calculated using the following expression:

$$\begin{pmatrix} p_a \\ q_a \\ r_a \end{pmatrix} = R_{z_v}(Az^*) R_{y_a}(El^*) \begin{pmatrix} p \\ q \\ r \end{pmatrix} \quad (8)$$

with  $R_{z_v}(Az^*)$ ,  $R_{y_a}(El^*)$  the rotation matrix about  $z_v$  and  $y_a$  axis of the angles  $Az^*$  and  $El^*$ , figure 1.

Because the tracking presented in this document is for geosynchronous satellite, the angular rate of the antenna with respect to  $R_{NED}$  on the  $y_a$  and  $z_a$  axis, respectively named  $\dot{y}_a$  and  $\dot{z}_a$ , should be zero for a perfect pointing. The angular rate  $(\dot{Az}^*, \dot{El}^*)$  that rejects perfectly the vehicle movement can then be calculated as:

$$\begin{pmatrix} p_a \\ q_a \\ r_a \end{pmatrix} + R_y(El^*) \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{Az}^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \dot{El}^* \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{x}_a \\ \dot{y}_a \\ \dot{z}_a \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{x}_a \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (9)$$

With  $\dot{x}_a$ , the uncontrolled angular rate with respect to  $x_a$ , that have no impact on the pointing.  $(\dot{Az}^*, \dot{El}^*)$  can then be written :

$$\dot{Az}^* = -\frac{r_a}{\cos(El^*)} \quad \dot{El}^* = -q_a \quad (10)$$

Obviously, to calculate  $(\dot{Az}^*, \dot{El}^*)$ ,  $Az^*$  and  $El^*$  have to be known. The estimator output  $(\widehat{Az}^*, \widehat{El}^*)$  is used in order to calculate  $(\widehat{Az}^*, \widehat{El}^*)$  in equation (10).

These angular rates are integrated into the  $W$  and  $Y$  matrices of (6), every sample time  $t_0$ .

$$\begin{pmatrix} Az_1 \\ \vdots \\ Az_n \end{pmatrix}_{t+t_0} = \begin{pmatrix} Az_1 \\ \vdots \\ Az_n \end{pmatrix}_t + \widehat{\dot{Az}^*} t_0 \quad (11)$$

$$\begin{pmatrix} El_1 \\ \vdots \\ El_n \end{pmatrix}_{t+t_0} = \begin{pmatrix} El_1 \\ \vdots \\ El_n \end{pmatrix}_t + \widehat{\dot{El}^*} t_0 \quad (12)$$

A trade-off has to be found between observation window  $T$  and the vehicle gyroscopes' drift. A longer observation window  $T$  leads to a better identification of  $(Az^*, El^*)$  thanks to a greater amount of measurements. The vehicle gyroscopes' drift introduces a position error that increases over time in the measurements. The observation window  $T$  must be large enough in order to allow a good estimation of  $(Az^*, El^*)$  but the vehicle gyroscopes' drift error must be small enough to remain acceptable over the time  $T$ .

In any case, an algorithm such as a Kalman filter has to be used in order to remove the low frequency drift of the VG ( [8]).

## V. SIMULATION

The simulation model used in this study is widely based on a model created, validated and currently used by Thales Communication and Security (TCS). The mechanical model includes several assumptions in order to make the simulation more realistic.

### A. APS mechanical model

**The dynamics** of the two-axis APS are modeled using the Simulink toolbox SimMechanics.

**Friction** (dry and viscous) of the motors and the driven axes are taken into account. The total amount of azimuth dry friction seen by the motor represents 25% of the nominal torque. This dry friction torque is then divided into two parts:

10% of the dry friction is on the motor shaft and 90% is on the driven axis. The elevation dry friction torque represents 15% of the motor nominal torque. The same friction division is applied on the elevation axis as on azimuth axis.

**The gear backlash** values have been validated on an actual APS.

**The mechanical compliance** used is the motor shaft torsion flexibility.

**The axis imbalances** are modeled using SimMechanics tools.

### B. Gyroscope models

An Allan variance and Power Spectral Density (PSD) analysis was used to identify and recreate in simulation the sources of errors of an actual gyroscope sensor ( [9]).

The antenna gyroscope (AG) models are made in order to fit the raw measurements of the actual sensors. The noise and drift of this gyros will be used as dither for the proposed algorithm

The vehicle gyroscope (VG) models are made in order to fit the output of the embedded Kalman Filter of the actual sensors (section IV). To do so, the Kalman Filter uses magnetometers and accelerometers.

### C. Encoder model

The encoders' measurement is discrete and is carried out on the motors shaft. This leads to a position measurement error on  $(Az, El)$  due to backlash and shaft torsion.

### D. Vehicle movements

The vehicle movements are the movements that the tracking has to compensate in real time. The movements used in the simulation are the attitudes (Euler angles) on figure 3. These movements come from an aircraft flight simulation.

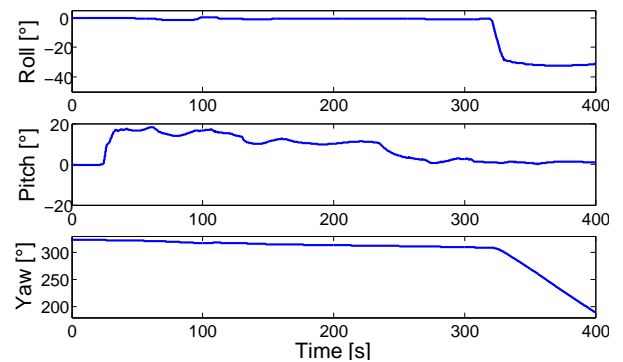


Fig. 3. Attitude of a simulated aircraft flight

### E. Simulation results

The simulation is carried out with the model and the movements presented section V. To insure a good enough communication data rate, the root mean square (RMS) pointing error must remain under 0.3 degrees. The maximum mis-pointing is also crucial because over a certain value, the communication link is lost. In the application studied here the maximum acceptable mis-pointing is 0.8 degrees.

In order to study the sources of pointing errors, three simulations are studied:

- **Simulation (a)** is carried out using the new hybrid satellite position estimator, with mechanical/sensor defects, in order to study the overall pointing accuracy of the strategy presented in this document.
- **Simulation (b)** is carried out with mechanical/sensor defects, but without using the proposed satellite position estimator. The positions ( $Az^*$ ,  $El^*$ ) are supposed to be known. The point of this simulation is to find out the error due to mechanical defects. This simulation gives an estimate of the accuracy of the inner position and stabilization control, presented figure 2.
- **Simulation (c)** is carried out without mechanical/sensor defects, using the proposed satellite position estimator. The point of this simulation is to find out the pointing error caused only by the estimation error. The noise of the SNR measurement and the antenna gyroscopes remain, in order to create the needed dither. This simulation aims to estimate the accuracy of the estimator algorithm presented in this document.

The figure 4 represents the mis-pointing over time for the three simulations presented above.

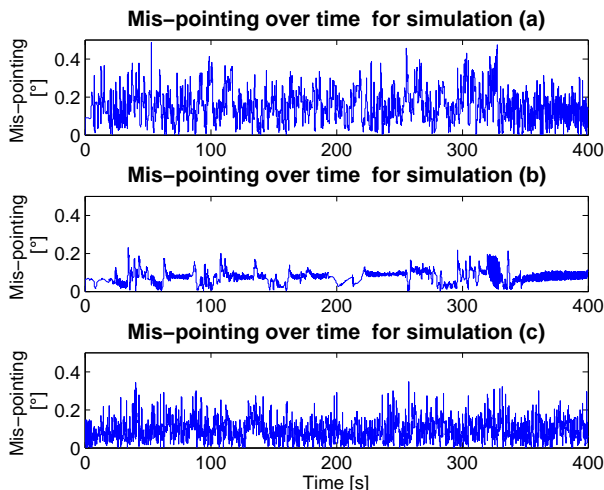


Fig. 4. Mis-pointing over time for the simulated flight scenario

The results of the three simulations are presented in table I.

	Mis-pointing RMS	Mis-pointing Max
Simulation (a)	0.17	0.48
Simulation (b)	0.08	0.23
Simulation (c)	0.10	0.37

TABLE I: POINTING ACCURACY IN DEGREES FOR THE THREE SIMULATIONS

First, simulation (a) is studied since it represents the overall accuracy of the pointing on a realistic simulated system: figure 4 and table I show that the antenna remains correctly pointed toward the satellite, with a RMS mis-pointing of 0.17 degrees. This means that the accuracy of the pointing strategy presented in this document allows an acceptable communication data rate.

The maximum mis-pointing seen during this simulation is 0.48 degrees, which is small enough to maintain the communication link during the simulation.

In addition, by comparing the three simulations, it appears that the pointing error comes from both estimation errors and mechanical defects, in approximately the same proportion. The error caused by the satellite position estimator is 0.10 degrees RMS. It comes mostly from the SNR and antenna gyroscopes noise. The mechanical defects induce 0.08 degrees RMS. This error is mostly due to backlash.

## VI. CONCLUSION AND FUTURE WORKS

In this document, an hybrid pointing strategy is described and tested in simulation. The results show acceptable robustness with respect to APS defects like backlash, friction, mechanical compliance, imbalance and sensor imperfections such as noise and drift. In addition, self-induced dither is used, introduced only by the measurement noise, making unnecessary the use of additional dither. Furthermore, no attitude measurement is used. All this characteristics make the strategy presented well suited for low cost SATCOM On The Move applications.

Even if first results are encouraging, several perspectives need to be addressed. The estimator presented here uses two sets of gyroscopes (VG and AG on figure 1). The use of only one set of gyroscopes is currently studied. In addition, a comparison with existing pointing strategies must be done. More precisely, the amount dither introduced by gyros noise shall be numerically compared with the dither of a Conical Scan.

## REFERENCES

- [1] J. Debruin, "Control systems for mobile satcom antennas," *IEEE Control Systems*, vol. 28, no. 1, pp. 86–101, Feb 2008.
- [2] G. J. Hawkins, D. J. Edwards, and J. P. McGeehan, "Tracking systems for satellite communications," *Communications, Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F*, vol. 135, no. 5, pp. 393–407, October 1988.

- [3] S. Nazari, K. Brittain, and D. Haessig, "Rapid prototyping and test of a c4isr ku-band antenna pointing and stabilization system for communications on-the-move," in *MILCOM 2005 - 2005 IEEE Military Communications Conference*, Oct 2005, pp. 1528–1534 Vol. 3.
- [4] W. Gawronski and E. M. Craparo, "Antenna scanning techniques for estimation of spacecraft position," in *Aerospace Conference Proceedings, 2002. IEEE*, vol. 2, 2002, pp. 2–939–2–948 vol.2.
- [5] J. I. Laine, "2d model-based step-track procedure," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 36, no. 4, pp. 1386–1391, Oct 2000.
- [6] L. Timothy, M. Ownby, and D. Bowen, "Method and apparatus for an improved antenna tracking system mounted on an unstable platform," Aug. 13 2002, uS Patent 6,433,736.
- [7] W. D. Deike, "Airborne protected military satellite communications : analysis of open-loop pointing and closed-loop tracking with noisy platform attitude information," Master's thesis, Massachusetts Institute of Technology. Department of Aeronautics and Astronautics., 2010.
- [8] A. A. Sutherland Jr and A. Gelb, "Application of the kalman filter to aided inertial systems," DTIC Document, Tech. Rep., 1968.
- [9] IEEE-standard, "Standard specification format guide and test procedure for single-axis interferometric fiber optic gyros," *IEEE Std 952-1997*, 1998.

# Démarche de conception sûre de la supervision de la fonction conduite autonome

Romain CUER

Eric NIEL, Laurent PIETRAC, Nicoleta MINOIU-ENACHE<sup>1</sup>, Christophe DANG-VAN-NHAN<sup>1</sup>, Saidou DIALLO<sup>1</sup>

Date effective de début du travail : 15/09/2015

Financement de la rémunération du doctorant : CIFRE Renault

**Résumé**— Le véhicule autonome est conçu pour être conduit sans aucune intervention du conducteur. Ce véhicule inclut une nouvelle fonction, nommée fonction AD (*Autonomous Driving*), en charge de la conduite lorsque ceci est autorisé. Cette fonction peut être dans différents états (*active* ou *off* par exemple), gérés par la sous-fonction *supervision*. L'objectif principal de ce travail est de garantir que la fonction AD reste toujours dans un état sûr. Pour ce faire, la supervision doit respecter les exigences fonctionnelles, allouées à la fonction AD globale et définissant son comportement nominal, et de sécurité, spécifiant des sous-fonctions redondantes, qui lui sont allouées. Puisque deux aspects différents sont spécifiés, les deux ensembles d'exigences ne sont pas *a priori* cohérents. Une méthode est proposée pour traiter ce problème. Les exigences sont progressivement consolidées au moyen de modèles d'états. En effet, la démarche proposée permet de construire des modèles d'états à partir d'exigences initialement exprimées en langage naturel. Les potentielles ambiguïtés et incomplétudes des exigences sont détectées de cette manière. De plus, l'application de la méthode met en évidence son intérêt dans un contexte industriel.

**Abstract**—The autonomous vehicle is meant to drive by itself, without any driver intervention. This car includes a new function, called Autonomous Driving (AD) function, in charge of driving the vehicle when it is authorized. This function may be in different states (*active* or *off* for instance), managed by a sub-function named *supervision*. The main goal of this work is to guarantee that the AD function always remains in a safe state. To that end, the supervision shall respect the functional requirements, allocated to the global AD function and defining its nominal behavior, and the safety ones, specifying three redundant sub-function, that are allocated to it. Since two different aspects are specified, the two requirements sets are not necessarily consistent. A method is proposed to address this issue. A progressive reinforcement of the treated requirements is achieved thanks to state models. In fact, the proposed approach permits to build state models from requirements initially expressed in natural language. Potential ambiguities, incompleteness in requirements are in this way deleted. In addition, the application of the method highlights its efficiency in an industrial context.

## I. INTRODUCTION

### A. Contexte

Ces dernières années, des systèmes d'aide à la conduite ont été progressivement intégrés dans les véhicules. Ces systèmes embarqués automobiles sont critiques du point de vue de la sûreté [1], [2] car certaines de leurs défaillances peuvent avoir des conséquences graves pour les personnes et/ou l'environnement. Néanmoins, il est toujours possible de compter sur le conducteur en dernier recours pour garantir la sûreté du véhicule. Ceci se traduit par le critère de contrôlabilité fourni par la norme ISO 26262 [3] : certains événements redoutés sont considérés comme contrôlables par le conducteur. En conséquence, les défaillances des systèmes d'aide à la conduite qui en sont à l'origine peuvent, dans une certaine mesure, être acceptables. Ce n'est plus le cas pour le véhicule autonome. Le défi posé par sa conception est d'une autre ampleur étant donné l'absence de conducteur, causant la non-contrôlabilité des potentiels événements redoutés [4]. Le véhicule autonome est précisément équipé d'un système embarqué supplémentaire (appelé système AD pour *Autonomous Driving*) chargé d'assurer la fonction de conduite autonome. Au vu des éléments présentés précédemment, il est crucial de garantir la sûreté de la conception de la fonction AD. Cependant, l'intégration du processus de Sûreté de Fonctionnement (SdF) à celui de l'Ingénierie Systèmes (IS) demeure problématique étant donné les différences en termes d'objectifs, de planning, de contraintes et d'équipes de travail [5], [6]. Ce sujet est aussi central pour les autres types de moyens de transport. Des méthodes spécifiques, comme la *Safety Driven Design Methodology* [7], outillée par un environnement logiciel tel que SCADE [8] sont mises en œuvre dans le domaine aéronautique.

<sup>1</sup> Renault Guyancourt

Concernant le secteur ferroviaire, la méthode B [9], [10] a prouvé son efficacité dans un contexte industriel. Toutefois, les contraintes propres aux applications automobiles, telles que le temps très court de mise sur le marché, les conditions extrêmement variables (pays, capacités des conducteurs, conditions climatiques, réglementations...), les contraintes fortes de l'existant, la réduction des coûts, l'espace limité ou encore l'organisation des équipes de travail [11]–[13], rendent l'adaptation de ces méthodes difficile. Des moyens, démarches et outils adaptés doivent donc être développés spécifiquement pour le secteur automobile.

### B. Problématique

Le rôle principal de la fonction AD est de générer continuellement une commande de trajectoire transmise aux actionneurs. La fonction AD peut être dans différents états (*Active*, *Available* par exemple) gérés par la *Supervision* qui détermine en permanence dans quel état la fonction AD doit être. Cette supervision est au cœur de l'étude menée. Dans un état spécifique de la fonction AD, appelé *MRM* pour *Minimal Risk Manoeuver*, le véhicule engage des manœuvres prédéterminées dans le but de garantir la sûreté en toutes circonstances. Ce sont les exigences de sécurité qui spécifient cet aspect. Ceci met donc en lumière l'importance cruciale de la considération des résultats des analyses de risques en phase amont de conception.

L'architecture interne simplifiée de la fonction AD est représentée sur la Figure 1. La fonction AD est donc composée de 3 sous-fonctions en partie redondantes, nommées *main\_AD*, *sub\_AD* et *AD-3*, qui réalisent ensemble la fonction globale. Chaque sous-fonction intègre, entre autres fonctions, un bloc fonctionnel chargé de gérer les états de la sous-fonction (*Supervision\_main*, *Supervision\_sub* et *Supervision\_3*). La *Supervision*, qui gère les états de la fonction globale, est obtenue à partir des supervisions locales.

Les exigences fonctionnelles spécifient le comportement nominal (en l'absence de défaillances) de la fonction globale AD tandis que les exigences de sécurité sont allouées aux sous-fonctions *main\_AD*, *sub\_AD* et *AD-3* et définissent le comportement de ces sous-fonctions en cas d'occurrence de défaillances.

La problématique principale est de garantir que la fonction AD reste toujours dans un état sûr. Ceci nécessite d'assurer la cohérence entre l'ensemble des exigences. Or, celle-ci n'est pas *a priori* garantie car :

- Les exigences sont exprimées à des niveaux d'abstraction différents (local, global)
- Les exigences ne sont pas relatives aux mêmes phases opératives (nominal, dégradé)

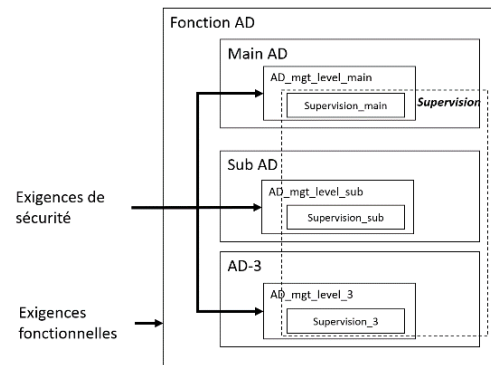


Figure 1: architecture interne de la fonction AD

## II. APPROCHE ADOPTEE

### A. Aperçu de la démarche globale

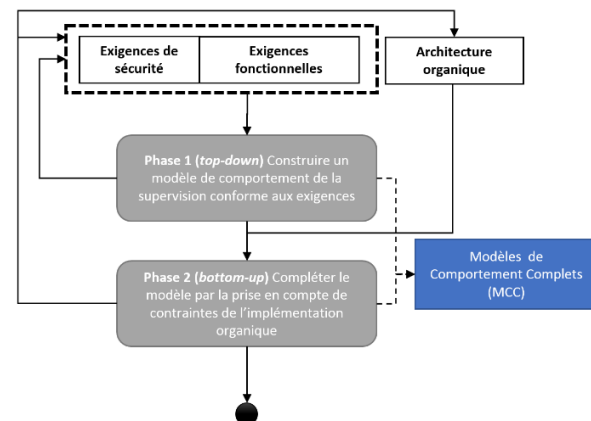


Figure 2: Les deux phases de la démarche globale

La démarche proposée se décompose en deux phases principales. La première phase, appelée *top-down*, consiste à construire des modèles de comportement formels à partir d'exigences exprimées en langage naturel. Ce travail est réalisé tant du point de vue fonctionnel que du point de vue de la SdF. Il résulte de cette première phase des Modèles de Comportement Complets, c'est-à-dire des modèles sur lesquels on puisse vérifier formellement toutes les exigences traitées. Par ailleurs la première phase permet de consolider les exigences initiales en identifiant et traitant les ambiguïtés et incomplétudes. Elle facilite également la mise en cohérence des points de vue fonctionnel et de SdF.

Cependant, les contraintes dues à l'implémentation organique ne sont pas prises en compte. Certaines ne sont pas modélisables dans le cadre de cette approche car elles dépendent des spécificités de l'implémentation. Or, celles-ci ne sont pas tous fixées en phase amont de conception, dans laquelle s'intègre la démarche proposée. Par exemple, les modes de défaillances des composants et les taux de défaillance associés dépendent des composants utilisés. Cependant, d'autres contraintes sont modélisables et peuvent être intégrées à la méthode adoptée.

C'est l'objectif de la phase 2, dite *bottom-up*, que de considérer ces contraintes modélisables. Un nouveau



modèle comportemental est ainsi construit. A l'instar de la phase précédente, les exigences sont modifiées. De plus, il est également possible d'apporter des changements à l'architecture organique. Cette seconde phase enrichit la première car elle permet d'analyser la faisabilité des exigences initiales. En effet, ces dernières sont exprimées sans nécessairement prendre en compte les contraintes de l'existant.

Pour ce rapport, seule la phase 1 est détaillée car la seconde phase est une perspective des travaux menés et sera à consolider en 3<sup>ème</sup> année de thèse. La première phase, au contraire, est plus aboutie et a fait l'objet d'une publication et de soumissions.

### B. Phase top-down

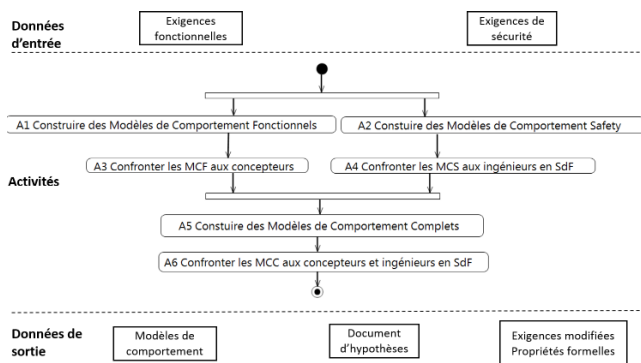


Figure 3: Activités de la phase top-down

La Figure 3 illustre les différentes activités menées dans le cadre de la première phase de la démarche. En premier lieu, des modèles de comportement fonctionnels et Safety sont construits, respectivement à partir des exigences fonctionnelles (A1) et des exigences de sécurité (A2). Puis, les hypothèses prises pour la construction de ces modèles sont confrontées aux experts métiers lors des activités A3 et A4. A l'issue de ces deux activités, deux ensembles: {exigences, propriétés formelles, modèles de comportement, hypothèses} cohérents sont obtenus. Or, les deux points de vue ne sont pas *a priori* cohérents entre eux.

Les activités A5 et A6 ont justement pour but de rapprocher les deux points de vue, par la construction de modèles de comportement complets, sur lesquels toutes les exigences sont vérifiables.

#### 1) Construction des modèles de comportement

Les activités A1 et A2, de construction de modèles de comportement, se décomposent en réalité en plusieurs sous-activités, décrites par la Figure 4. Les sous-activités des activités A1 et A2 étant communes, l'activité A2 comprend les mêmes sous-activités que A1 (nommées A2.1 à A2.5).

L'ensemble des exigences fournies en données d'entrée concerne la fonction AD. Etant donné que certaines ne sont pas relatives à la supervision de la fonction AD, toutes les exigences ne peuvent être intégralement traitées dans le cadre de cette étude. Ainsi, un critère a été déterminé pour retenir les exigences pertinentes :

Le **contenu de l'exigence** doit être relatif à un **changement d'état**.

Afin d'être en mesure d'appliquer ce critère, les deux listes d'états attendus (point de vue fonctionnel et de SdF, Figure 4) sont utilisées. Voici, à titre d'illustration, deux exemples d'**Exigences Fonctionnelles (EF)** :

**EF1** : « AD function shall not be available within a construction area »

**EF2** : « If AD function is active, then the HMI shall always give information of the autonomous vehicle status. »

La première exigence (**EF1**) est retenue car elle concerne bien un changement d'état, en l'occurrence la sortie de l'état *Not\_available*. Tandis que **EF2** n'est pas sélectionnée car elle spécifie des actions particulières à réaliser lorsque la fonction AD est dans l'état *Active*.

Au final, environ 175 exigences fonctionnelles et 350 exigences de sécurité ont été traitées : 40% des exigences fonctionnelles (70) et 20% des exigences de sécurité (73) ont été retenues.

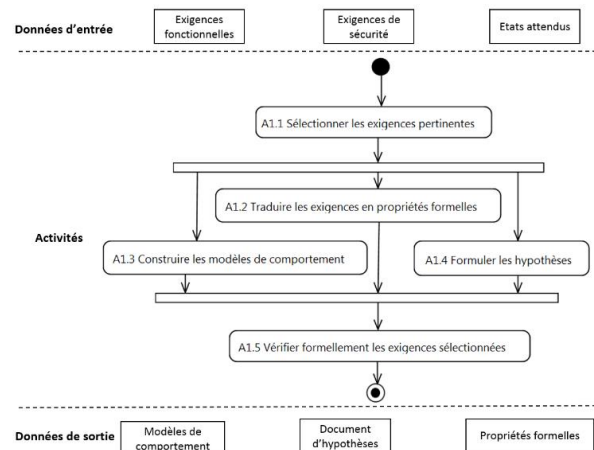


Figure 4: Construction des modèles comportementaux

A partir des exigences sélectionnées, il est ensuite nécessaire de formuler des hypothèses supplémentaires (A1.4, Figure 4 et A2.4) pour être en mesure de construire les modèles de comportement (A1.2, Figure 4 et A2.2). Les hypothèses prises sont de deux types :

**Hypothèse d'interprétation** : il s'agit d'une hypothèse émise pour compléter une exigence qui n'est pas complète. Une exigence est dite *complète* si elle définit un ou plusieurs état(s) initial(ux), une ou plusieurs condition(s) et un état final. Cette hypothèse implique la modification ou la création d'exigences. La confrontation avec les experts permet de trancher entre les hypothèses et seules les interprétations les plus crédibles sont retenues. Ce qui donne lieu aux conceptions alternatives.

**Hypothèse de modélisation** : c'est une hypothèse portant sur le cadre plus global de modélisation. Elle consiste, par exemple, à modéliser le système étudié comme un Système à Evénements Discrets. Ces hypothèses demeurent des hypothèses, même après le travail de confrontation avec les experts.

Chaque exigence sélectionnée est exprimée sous la forme d'une ou plusieurs exigence(s) complète(s), ce qui permet de construire les modèles de comportement selon les deux points de vue (activités A1.2 et A2.2). Parallèlement à la construction de ces modèles comportementaux, l'activité de formalisation des exigences (A1.3, Figure 4 et A2.3) est menée. Le langage formel choisi pour traduire les exigences est la *Computation Tree Logic (CTL)* car c'est la logique couramment employée pour la vérification formelle par model checking [10], [14]. De plus, l'outil UPPAAL utilise une version simplifiée de ce langage et il permet d'exprimer les notions séquentielles contenues dans les exigences traitées. La structure choisie est la suivante :

$$A [ ] (a \text{ imply } b) \quad (1)$$

Où **A** est l'opérateur *All* (tous les chemins possibles), **[ ]** signifie *toujours, dans le futur*, **a** est un/des état(s) et/ou une/des condition(s) et **b** est un état. L'expression (1) signifie donc : dans un/des état(s) donné(s) et/ou si une/des condition(s) est/sont remplie(s) (proposition **a**), alors pour tous les états futurs de tous les chemins possibles, l'état **b** est atteint. Pour le moment, la formulation la plus simple a été adoptée, car elle est la plus adaptée au niveau de précision des exigences traitées. Néanmoins, lorsque des détails d'implémentation supplémentaires seront connus, il est envisageable d'utiliser des opérateurs temporels permettant d'exprimer des notions plus fines, tel que l'opérateur **X** par exemple. Ainsi, (1) pourrait être raffinée de la manière suivante :

$$A [ ] (a \text{ imply } AXX b) \quad (2)$$

Ce qui signifie que **b** est atteint exactement après deux coups d'horloge, ou deux unités de temps succédant à l'occurrence de **a**.

Enfin, des variables et des paramètres ont dû être déterminés ou identifiés afin de procéder à la formalisation des exigences. Les *variables* représentent l'évolution des données mesurables, telles que la vitesse ou l'accélération, tandis que les *paramètres* sont des valeurs particulières (seuils) prises par les variables. Une fois l'ensemble des exigences sélectionnées traduites, il est possible de procéder aux activités de vérification formelle à l'aide d'UPPAAL (A1.5, Figure 4 et A2.5). Ceci permet d'obtenir deux ensembles {modèles comportementaux, exigences, propriétés formelles, hypothèses} cohérents.

Par exemple, pour l'exigence **EF1** (voir page précédente), 15 hypothèses d'interprétation ont été prises. En effet, il n'est pas clairement indiqué, dans la formulation de cette exigence, quel est l'état initial. Ainsi, les quatre cas suivants doivent être *a priori* considérés :

- 1) L'état initial est un des 4 états (4 possibilités). 4 modèles d'états peuvent donc être construits : dans le premier modèle, l'état initial est *Off*,

dans le second : *Available*, dans le troisième : *Activatable* et dans le dernier : *Active*

- 2) Les états initiaux sont deux états parmi les quatre possibles (6 possibilités)
- 3) Les états initiaux sont trois états parmi les quatre possibles (4 possibilités)
- 4) Les états initiaux sont les quatre possibles (1 possibilité)

Les états mentionnés ici sont issus des deux listes (fonctionnelle et de SdF) d'*Etats attendus* (Figure 4).

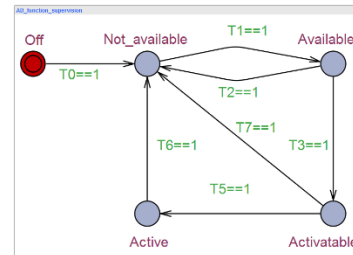


Figure 5: Modèle de Comportement Fonctionnel (MCF)

La Figure 5 représente un modèle d'états possible, construit à partir des exigences fonctionnelles sélectionnées et complétées. Le seul état perceptible par le conducteur est l'état *Active*, les autres états sont des états d'initialisation de la fonction AD. Les gardes des transitions  $T_i$  contiennent les conditions définies dans les exigences fonctionnelles sélectionnées (telle que la présence du véhicule dans une *construction area* (voir **EF1**)).

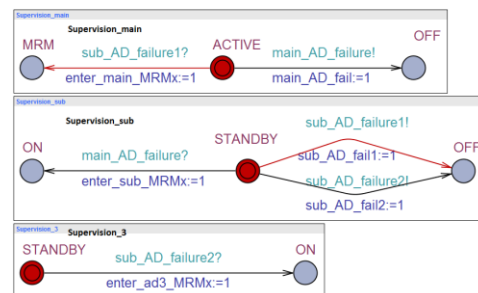


Figure 6: Modèle de Comportement Safety (MCS)

Le même travail a été réalisé du point de vue de la SdF. La Figure 6 illustre un modèle d'états safety obtenu. Ce modèle est en réalité une version agrégée du véritable modèle d'états issu des exigences de sécurité sélectionnées. D'autres défaillances sont considérées mais ont toutes les mêmes conséquences sur le comportement des sous-fonctions. Ainsi, l'événement *main\_AD\_faire!* regroupe toutes les défaillances ayant pour effet le passage de la sous-fonction *main\_AD* à l'état *OFF*.

Parallèlement à l'activité de construction des modèles d'états, les exigences retenues sont formalisées (A1.3, Figure 4 et A2.3). Pour **EF1**, une variable Booléenne, nommée *construction\_area*, a été définie telle que *construction\_area==0* signifie que le véhicule autonome ne se trouve pas dans une zone de travaux.

Or, comme indiqué précédemment, **EF1** est sujette à 15 interprétations, donc 15 formalisations sont possibles. Ci-après est reportée la 1<sup>ère</sup> interprétation, notée **PF1-1** (PF pour *Propriété Fonctionnelle*) :

**PF1-1:** A [ ] ((construction area==1 && AD  
function.Available) imply  
(AD\_function.Not\_Available))

Une démarche similaire a été adoptée pour les exigences de sécurité. La différence principale est que les paramètres définis sont des *paramètres d'observation*, utilisés pour procéder à la vérification formelle. De nouveaux paramètres ont dû, dans le cadre de cette approche, être déterminés et constituent des *hypothèses de modélisation*, reportées dans le *Document d'hypothèses* (Figure 4). Une fois que l'ensemble des exigences retenues a été traduit, il est possible de les vérifier formellement à l'aide d'UPPAAL, comme mentionné précédemment.

### 2) Confrontation à la compétence des experts

Des hypothèses ont été prises afin de construire les modèles de comportement MCF et MCS. Il est ensuite nécessaire de les confronter aux avis d'experts, ce qui est le but des activités A3 et A4 (Figure 3). Les hypothèses d'interprétation et de modélisation sont alors passées en revue.

Les activités A3 et A4 illustrent un des intérêts principaux de la démarche adoptée. En effet, les hypothèses d'interprétation prises donnent lieu à la modification d'exigences et font émerger des conceptions alternatives. Par ailleurs, l'aspect graphique facilite grandement la détection d'erreurs dans les exigences initialement contenues dans des tableurs, parfois volumineux. Deux ensembles d'exigences complètes, cohérentes entre elles, vérifiables et non ambiguës sont obtenus à l'issue de ce

travail, ainsi que les modèles de comportement associés, notés MCF' pour la vue fonctionnelle et MCS' du point de vue de la SdF. Toutefois, les deux points de vue ne sont pas nécessairement cohérents. C'est pourquoi un modèle comportemental complet, sur lequel l'ensemble des exigences sélectionnées peuvent être vérifiées, doit être construit. Ceci est l'objectif des activités A5 et A6 (Figure 3).

### 3) Construction des modèles complets

La validation des modèles de comportement résultant des activités précédentes est assurée par la vérification formelle, d'une part, et la consultation des experts, d'autre part. Afin de rendre les points de vue fonctionnel et de SdF cohérents, une approche fondée sur la composition parallèle d'automates à états finis est proposée. C'est la raison pour laquelle l'outil *Supremica* est utilisé pour mener à bien l'activité A5. Comme le montre la Figure 7, l'idée de départ est de déterminer le comportement de la fonction globale en cas de l'occurrence d'une défaillance affectant une sous-fonction. Cette spécification est faite en déduisant un *principe de sécurité global*, à partir des exigences de sécurité locales. Elle aboutit à un *Modèle de Comportement Global attendu* ( $MCG_{attendu}$ ). En pratique, les modèles MCF' résultant de l'activité A3 sont enrichis en spécifiant une réaction de la fonction AD globale en cas d'occurrence d'une défaillance. Ensuite, les automates du MCS' sont itérativement modifiés ( $MC_{locaux}$ ) jusqu'à ce que l'automate produit de leur composition ( $MCG_{obtenu}$ ) soit identique à  $MCG_{attendu}$ . Enfin, un *Modèle de Comportement Complet* (MCC) est déterminé, il est composé de  $MCG_{attendu}$  et de  $MC_{locaux}$ , ainsi que des exigences modifiées, leurs propriétés associées et les hypothèses prises.

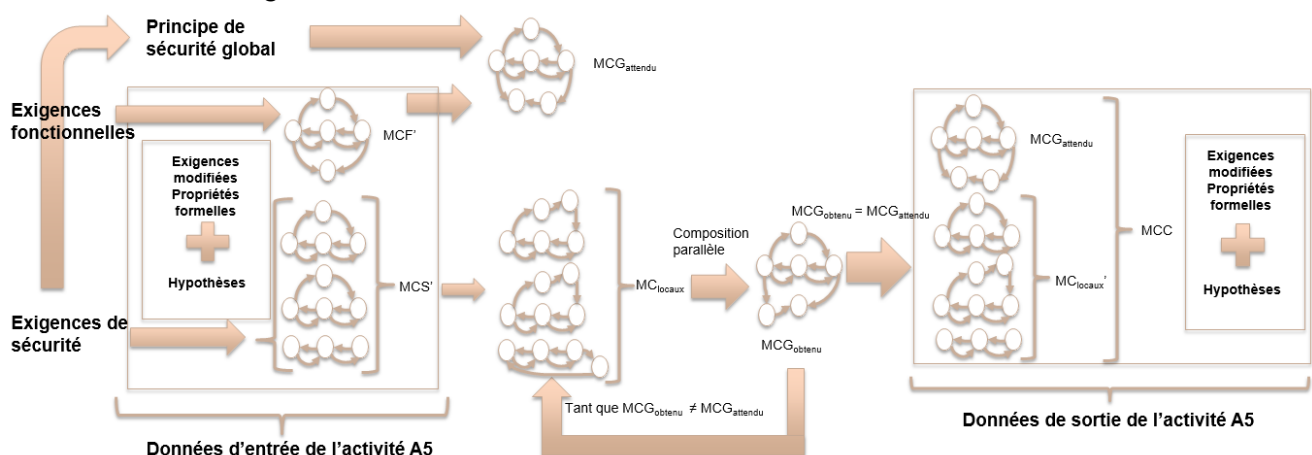


Figure 7: Représentation graphique de l'activité A5

### C. Phase bottom-up

La phase *bottom-up* n'est pas détaillée ici car elle est en cours de déploiement. Elle permet de prendre en compte de manière systématique les conséquences des défaillances des composants électroniques de

l'architecture Electrique/Electronique du véhicule autonome sur la spécification de la supervision de la fonction AD. Par ailleurs, des contraintes réalistes, telles que des désynchronisations entre les différents événements apparaissant dans les modèles comportementaux locaux sont modélisées.

### III. BILAN ET PERSPECTIVES

#### A. Bilan

La phase *top-down* de la démarche a permis :

- De consolider les exigences traitées,
- De mettre en évidence des conceptions alternatives,
- De faciliter la traçabilité des exigences,
- De contribuer à la mise en cohérence des points de vue fonctionnel et de SdF.

Cette démarche fait l'objet :

- D'une publication au congrès World IFAC 2017 (statut : acceptée) qui sera présentée en juillet 2017,
- D'une soumission à la revue *Reliability Engineering and System Safety* (statut : *With Editor*, article soumis le 19 mai 2017),
- D'une soumission au congrès MSR 2017, notification en attente, réponse le 13 juillet 2017.

La phase *bottom-up* vient compléter la première phase par la prise en considération structurée du comportement des composants de l'architecture organique.

#### B. Principales perspectives et planning prévisionnel

La suite des travaux s'organise de la manière suivante :

- 1) Période de travail en entreprise (Renault, à Guyancourt) de juin 2017 à décembre 2017 environ
- 2) Période de travail au laboratoire d'environ janvier 2018 à septembre 2018

Durant la première période, des perspectives opérationnelles sont envisagées. Principalement, il s'agira de consolider la méthode proposée et de l'intégrer dans les processus de l'entreprise. Par exemple, un format d'exigence type (vérifiable par la méthode) pourra être utilisé dans l'outil de recueil des exigences Renault, le lien entre les exigences ainsi formulées et les modèles d'états pourra être automatisé, les exigences traitées pourront être raffinées dans le but de procéder à des vérifications quantitatives (simulation)...

Pendant la seconde période, les aspects plus théoriques et formels devront être abordés. Notamment, la possibilité d'utiliser les outils et le cadre théorique fournis par la théorie du contrôle par supervision sera à étudier. Par ailleurs, au moins une autre publication est envisageable, notamment sur le traitement des désynchronisations évoquées lors de la phase *bottom-up*. Une méthode pour modéliser ces désynchronisations et leurs impacts sur la supervision est en cours d'élaboration. Cette démarche sera à

comparer avec les méthodes classiques mises en œuvre dans le cadre de la théorie du contrôle par supervision. Enfin la rédaction du mémoire de thèse occupera les derniers mois.

#### REFERENCES

- [1] R. Weissnegger, M. Pistauer, C. Kreiner, K. Römer, and C. Steger, "A novel method to speed-up the evaluation of cyber-physical systems (ISO 26262)," in *2015 12th International Workshop on Intelligent Solutions in Embedded Systems (WISES)*, 2015, pp. 109–114.
- [2] B. Kaiser, V. Klaas, S. Schulz, C. Herbst, and P. Lascych, "Integrating system modelling with safety activities," in *International Conference on Computer Safety, Reliability, and Security*, 2010, pp. 452–465.
- [3] N. Becker, "ISO 26262 :2011(E) Road vehicles - functional safety." 2011.
- [4] P. Koopman and M. Wagner, "Autonomous Vehicle Safety: An Interdisciplinary Challenge," *IEEE Intell. Transp. Syst. Mag.*, vol. 9, no. 1, pp. 90–96, Spring 2017.
- [5] P. Mauborgne, S. Deniaud, E. Levrat, E. Bonjour, J.-P. Micaëlli, and D. Loise, "Operational and System Hazard Analysis in a Safe Systems Requirement Engineering Process – Application to automotive industry," *Saf. Sci.*, vol. 87, pp. 256–268, Aug. 2016.
- [6] O. Taofifenua, "Ontology centric design process: Sharing a conceptualization," PhD. dissertation, Conservatoire national des arts et métiers-CNAM, 2012.
- [7] B. D. Owens, M. S. Herring, N. Dulac, N. G. Leveson, M. D. Ingham, and K. A. Weiss, "Application of a Safety-Driven Design Methodology to an Outer Planet Exploration Mission," in *2008 IEEE Aerospace Conference*, 2008, pp. 1–24.
- [8] L. Märtin, M. Schatalov, M. Hagner, U. Goltz, and O. Maibaum, "A methodology for model-based development and automated verification of software for aerospace systems," in *Aerospace Conference, 2013 IEEE*, 2013, pp. 1–19.
- [9] P. Behm, P. Benoit, A. Faivre, and J.-M. Meynadier, "Météor: A Successful Application of B in a Large Project," presented at the International Symposium on Formal Methods, 1999, pp. 369–387.
- [10] J.-L. Boulanger, *Formal Methods Applied to Industrial Complex Systems: Implementation of the B Method*. John Wiley & Sons, 2014.
- [11] M. Broy, "Challenges in Automotive Software Engineering," in *Proceedings of the 28th International Conference on Software Engineering*, New York, NY, USA, 2006, pp. 33–42.
- [12] H. Chalé, O. Taofifenua, T. Gaudré, A. Topa, N. Lévy, and J.-L. Boulanger, "11.2. 2 Reducing the Gap Between Formal and Informal Worlds in Automotive Safety-Critical Systems," in *INCOSE International Symposium*, 2011, vol. 21, pp. 1306–1320.
- [13] M. Maurer and H. Winner, *Automotive Systems Engineering*. Springer Science & Business Media, 2013.
- [14] F. Bitsch, "Classification of Safety Requirements for Formal Verification of Software Models of Industrial Automation Systems," in *Proceedings of the 13th Conference on Software and Systems Engineering and their Applications*, 2000.

# Méthodologie d'analyse du bruit de commutation d'une alimentation à découpage au sein d'un "Système sur Puce"

Eric Feltrin

David Chesneau, *STMicroelectronics, Grenoble*

Christian Vollaire, *Laboratoire Ampère Dpt. MIS, Ecole Centrale de Lyon*

Bruno Allard, *Laboratoire Ampère Dpt. EEA, INSA de Lyon*

Date effective de début du travail : 01/11/2015

Financement de la rémunération du doctorant : CIFRE n°2015/0462

**Résumé**—Toujours plus de fonctionnalités sont intégrés dans les systèmes sur puce. Cette densification entraîne l'intégration de la partie puissance au sein même du circuit. Le bruit engendré par les commutations d'une alimentation à découpage est susceptible de perturber le fonctionnement du système et particulièrement des blocs analogiques sensibles.

Le but de cette thèse est de donner des outils pour estimer l'impact de ces commutations. Dans cet objectif, une méthodologie d'analyse de la source et de la propagation du bruit au sein du système est proposée. Pour la source, une étude des composants parasites permet de comprendre comment résonne l'étage de puissance de l'alimentation à découpage. Pour la propagation, une extraction du système dans son ensemble : puce, boîtier et PCB ; permet d'estimer les fonctions de transfert et donc les chemins de propagation du bruit de l'alimentation à découpage au sein du système.

L'objectif est d'obtenir un modèle simplifié de la propagation en lien avec les principaux paramètres systèmes influant le niveau de bruit. Enfin des pistes pour réduire ces perturbations seront développées dans la suite de la thèse et serviront de test de la méthodologie mise en place.

**Abstract**—More and more functionality are integrated on System-on-Chip (SoC). This growth implies the integration of the power supply part on the circuit. But an Switched Mode Power Supply (SMPS) generates switching noise which affects system behavior and especially sensitive analog IPs.

The thesis objective is: giving some tools to estimate the impact of switching noise. An analysis flow of the generation and the propagation of this noise inside the system is presented to achieve this goal. For the generation part, a study of parasitic components enables the understanding of the power stage of the SMPS resonance. For the propagation part, a global extraction of the system: chip, package and PCB; gives the transfer functions which permit an estimation of the propagation paths of the switching noise inside the system.

The purpose is to obtain a simplified model of the main paths and to link them with the system parameters to understand how to influence noise level of a circuit. In the end some solutions are presented which will be set up in the future development to ensure the reliability of the proposed methodology.

## I. INTRODUCTION

Avec le développement de l'Internet des objets (IoT) de plus en plus de circuits intégrés composeront les systèmes qui nous entourent (communication RF, cœur de calcul). Afin de limiter cette croissance, les circuits sont amenés à se complexifier

pour répondre à plusieurs fonctions du système notamment en intégrant leur propre bloc d'alimentation.

L'intégration de la partie puissance engendre de la dissipation thermique. Pour limiter cette dissipation, un bon rendement est nécessaire. Une alimentation à découpage (SMPS) est donc implémentée plutôt qu'un régulateur linéaire (LDO). Cependant ce découpage engendre des problématiques de bruit de commutation au sein même du circuit perturbant le fonctionnement du reste de la puce. Proposer une méthode d'analyse de ce bruit et apporter des solutions pour le réduire font l'objet de cette thèse. Le problème est découpé en trois parties : la source, la propagation, la victime.

L'architecture de la source est un régulateur à découpage abaisseur de tension (SMPS buck) de 1.6V - 3.6V vers 1.2V. Elle fournit une puissance de l'ordre du Watt pour alimenter un cœur de calculs. L'étage de puissance du SMPS, est présenté figure 1. La charge de la capacité  $C_{out}$  est régulée par le courant circulant à travers  $L_{out}$ . Lorsque le PMOS est fermé,  $V_{ix}$  est connecté à  $V^+$  donc le courant dans  $L_{out}$  augmente. Inversement lorsque le NMOS est fermé,  $V_{ix}$  est connecté à  $V^-$  donc le courant dans  $L_{out}$  diminue. Le rapport cyclique de la commande est ajusté pour obtenir le potentiel de sortie  $V_{out}$  souhaité. La fréquence de fonctionnement du SMPS est de 2MHz. Cependant les commutations du PMOS et du NMOS génèrent des variations de courant qui stimulent les réseaux RLC parasites entraînant l'apparition de perturbations à des fréquences plus élevées dans le spectre d'alimentation du SMPS.

Les différents chemins de propagation du bruit au sein de la puce sont présentés figure 2. Le SMPS étant intégré au sein d'un système complexe comportant notamment des blocs analogiques sensibles, trois formes de couplage interviennent : le bruit du SMPS peut se propager par les interconnexions sur le circuit imprimé (PCB), se coupler par induction des fils de bonding du boîtier ou se propager par le substrat de la puce.

La victime est une fonction analogique sensible, dans un premier temps une référence de tension qui est un bloc linéaire permettant de visualiser directement la perturbation ou un bloc qui commute tel qu'un convertisseur analogique numérique (ADC).

Les travaux présentés dans la suite de l'article portent



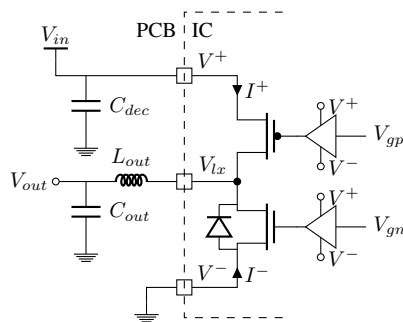


Fig. 1. Schéma de l'étage de puissance

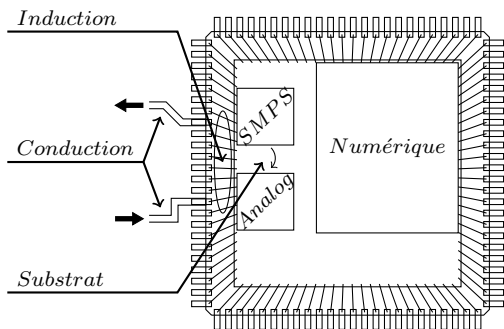


Fig. 2. Contexte d'intégration du SMPS

sur l'étude de la source de bruit (la fréquence et l'amplitude des résonances de l'étage de puissance), sa propagation (l'impédance des différents chemins) et son impact sur un référent de tension (analyse fréquentielle du bloc linéaire). Les différents modèles sont validés par des mesures sur un véhicule de test (PCB, boîtier et puce CMOS bulk). Enfin des perspectives sur la suite des travaux seront présentées notamment des pistes pour réduire l'impact du bruit du SMPS.

## II. APPROCHE

L'étude du bruit se décompose en deux parties : une analyse des causes de la génération du bruit et une extraction des chemins de propagation.

L'objectif de l'analyse de la source de bruit est de mettre en évidence le lien entre le dimensionnement du système, les fréquences de résonance et l'amplitude du bruit. Ceci permettra de comprendre quels paramètres sont à ajuster pour mettre en place des solutions au problème.

Le processus d'extraction des chemins de propagation modélise les interconnexions de la puce, le substrat, le boîtier et le PCB. Ceci donnera aux designers un outil d'estimation du niveau de bruit aux points sensibles du circuit afin de prévoir les éventuels problèmes d'interférence à l'étape de conception pour les prendre en compte dans le dimensionnement.

### A. Analyse de la source

L'analyse est basée sur les résultats de simulations Eldo™ (simulateur SPICE de Mentor Graphics®) corrélées avec des mesures présentées dans la section III.

### 1) Fréquences de résonance

L'étage de puissance du SMPS peut être dans trois états : la conduction sur le PMOS ( $P_{ON}$ ) pour augmenter le courant dans  $L_{out}$ , la conduction sur le NMOS ( $N_{ON}$ ) pour le diminuer et la conduction sur la diode ( $OFF$ ) pour éviter les courts-circuits lors des transitions. L'état  $OFF$  étant de courte durée en comparaison avec l'état  $P_{ON}$  ou  $N_{ON}$ , sa contribution est négligée. Deux fréquences sont extraites de cette analyse de la forme  $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  [1] avec :

$$f_g^+ : L = L^+ + L^-, C = C_{gsp} + C_{gdp} + C_{gdn} + C_{dbn},$$

$$f_g^- : L = L^+ + L^-, C = C_{dbp} + C_{gdp} + C_{gdn} + C_{gsn}.$$

Avec  $L^{+,-}$  inductances du boîtier sur la pin  $V^+$  et  $V^-$ ,  $C_{gd,s}$  capacités grille-drain, source et  $C_{db}$  capacités drain-bulk des MOSFETs.

Pour éviter l'injection directe du bruit de commutations dans le substrat, une couche d'isolation dopée N entoure l'étage de puissance. Cette couche est polarisée au potentiel  $V^+$ . Il faut donc prendre en compte une capacité parasite supplémentaire  $C_{junction}$  correspondant à la jonction entre l'isolation et le substrat [2]. Cette capacité ajoute une contribution de bruit à la fréquence  $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  avec  $L = L_s + L^+/L^-$ ,  $C = C_{junction}$  et  $L_s$  inductances du boîtier sur les pins de polarisation du substrat [3].

### 2) Amplitude du bruit

Les réseaux parasites présentés précédemment sont simulés par les transitions entre les différents états de l'étage de puissance. Cette excitation est causée :

- Soit par un front de courant dans les interconnexions et particulièrement dans le boîtier à l'ouverture ou à la fermeture d'un MOSFET. Cette stimulation est proportionnelle au courant de sortie  $I_{out}$ .
- Soit par un appel de courant pour charger les capacités parasites des MOSFETs lors du changement de la tension de grille. Cette stimulation est proportionnelle à la tension d'alimentation  $V_{in}$ .

Une analyse temporelle permet de comprendre les mécanismes de pollution prépondérants [4].

Les différentes transitions sont présentées figure 3a. Le passage de l'état  $N_{ON}$  vers  $OFF$  et inversement le courant de sortie circule toujours à travers la pin  $V^-$  du boîtier. Ainsi il n'y a pas de front de courant lors des transitions ② et ③. La charge de la grille du NMOS lors de la transition ② implique un appel de courant proportionnel à  $V_{in}$ . Cependant les charges se recombinent lors de la décharge de la grille du NMOS, la transition ③ ne contribue donc pas au bruit du SMPS.

La courbe temporelle de la transition ① est présentée figure 3b. La décharge des capacités parasites (zone orange) maintient le courant  $I^+$  pendant la transition (Le courant de sortie passe par les capacités parasites au lieu du canal du PMOS  $I_{dsp}$ ) mais ne rajoute pas de bruit à celui engendré par le front de courant d'amplitude  $I_{out}$ . La courbe temporelle de la transition ④ est présentée figure 3c. Le courant s'établit dans le PMOS ( $I_{dsp}$ ) avant la charge des capacités parasites ne débute. La charge des capacités masque donc le dépassement dû au front de courant. Le courant induit est proportionnel à la tension d'alimentation  $V_{in}$ . La synthèse des dépendances est présentée dans le tableau I. Les transitions ① et ② étant

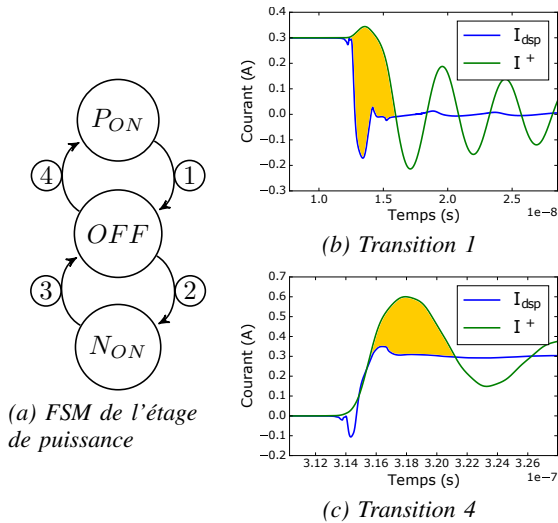


Fig. 3. Transitions de l'étage de puissance

TABLE I: DÉPENDANCE AMPLITUDE/ $I_{out}$ ,  $V_{in}$ 

Transition	①	②	③	④
$\alpha$	$I_{out}$	$V_{in}$	0	$V_{in}$

consécutifs la génération de bruit dépend de la phase entre les deux stimulations et donc de la durée du temps mort entre ces deux transitions.

La forme de bruit étant définie, sa propagation au sein du système peut être étudiée.

### B. Étude de la propagation

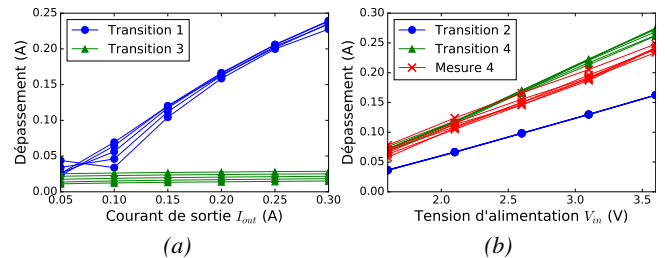
L'étude se concentre sur la propagation de quatre signaux issues du SMPS : les courants d'alimentation  $I^+$ ,  $I^-$  et le courant parasite injecté dans le substrat au travers de la capacité de jonction  $I_s$ . L'objectif est d'obtenir les fonctions de transfert de chacun de ces contributeurs vers les pins d'entrées de la victime.

L'extraction des chemins de propagation est basée sur WaveIntegrity™ de Coupling Wave Solutions®. Ce logiciel extrait les fonctions de transfert du circuit et de son environnement à partir :

- Des paramètres S du PCB, obtenue à l'aide d'une extraction MoM (Méthode des moments), pour modéliser les imperfections du PCB (plan de masse, boucle de courant, découplage, ...),
- D'une netlist SPICE du boîtier, obtenue à l'aide d'une extraction Q3D™, pour les inductances mutuelles parasites,
- Des paramètres S de la victime, obtenue à l'aide d'une simulation AC, pour l'impédance de la victime et donc sa susceptibilité au bruit,
- Du layout complet du circuit (gds), pour les interconnexions internes et les zones de dopage,
- Des données technologiques de fabrication, pour les caractéristiques des circuits (profil de dopage, ...).

TABLE II: COMPARAISON DES FRÉQUENCES DE RÉSONANCE ENTRE LA THÉORIE, LA SIMULATION ET LA MESURE

	$f_g^+$	$f_g^-$	$f_s$
Théorie	64.6MHz	77.4MHz	520MHz
Modèle	64.9MHz	81.3MHz	505MHz
Mesure	63.7MHz	76.3MHz	542MHz

Fig. 4. Déphasement en fonction de  $I_{out}$  et de  $V_{in}$ 

Les contributions sur chaque entrée de la victime sont calculées à partir de cette fonction de transfert et du spectre d'émission du SMPS présenté dans la sous-section II-A. Enfin le spectre de bruit en sortie est obtenu par multiplication avec la fonction de transfert de la victime.

La théorie sur la génération du bruit d'une alimentation à découpage et la méthodologie de modélisation des chemins de propagation étant exposées. Celles ci peuvent être confrontées aux résultats de simulations et aux mesures.

### III. RÉSULTATS

Le simulation et la mesure servent à appuyer ou à remettre en cause les différentes théories exposés précédemment : la forme du bruit injecté par le SMPS, la propagation de ce bruit au sein du système. Ces mesures sont réalisées sur une circuit de test intégrant un SMPS et une référence de tension à l'aide d'un oscilloscope Keysight DSOS104Q 1GHz avec une sonde différentielle 1134A.

#### A. Validation du modèle de source de bruit

Les différentes fréquences de résonance sont présentées dans le tableau II. Les fréquences théoriques sont calculées à partir des valeurs de composants parasites (capacités de grille, inductance du boîtier et capacité de jonction). Pour le modèle de source de bruit, le courant entrant dans la puce est simulé à l'aide de modèles SPICE couplés à une extraction en paramètres S du PCB. Enfin ce courant est mesuré sur le PCB de test en différentiel aux bornes d'une résistance de shunt de  $r_{shunt} = 100m\Omega$  pour obtenir la dernière ligne du tableau. L'erreur maximale étant de 5%, les principaux composants parasites sont pris en compte.

La dépendance de l'amplitude des dépassements à chaque transition est validée par une simulation à différentes valeurs de tension d'entrée  $V_{in} \in [1.6V, 3.6V]$  et de courant de sortie  $I_{out} \in [0.05A, 0.3A]$ . Les valeurs de dépassement extraites sont présentées figure 4.

Dans la figure 4a, le dépassement lors de la transition ① est proportionnel au courant de charge  $I_{out}$  mais ne dépend

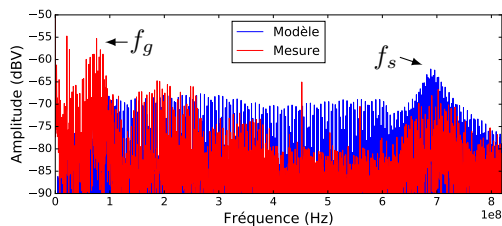


Fig. 5. Réponse spectrale de la tension de référence

que très peu de la tension d'alimentation  $V_{in}$  (les courbes sont superposées). La transition ③ est de faible valeur relativement aux autres dépassements et ne varie pas en fonction des paramètres de fonctionnement du système.

Dans la figure 4b, les valeurs de dépassements relevées sont proportionnelles à  $V_{in}$  pour la transition ② et ④ cependant le PMOS étant deux fois plus large que le NMOS pour garantir un même  $R_{on}$ , la capacité à charger lors de la transition ④ est plus importante que lors de la ② ce qui entraîne un dépassement plus important.

Il est difficile de dissocier en mesure la contribution de la transition ① et ② car celle-ci sont consécutives (quelques nanosecondes). Le dépassement induit par chacune de ces transition peut soit s'additionner soit se soustraire selon le déphasage entre les contributions. Ce déphasage dépend des conditions d'utilisation du circuit mais également des paramètres de conception du bloc de protection de court-circuit.

Cependant considérant l'absence contribution de la transition ③ à la génération du bruit, il est possible d'observer la mesure de la contribution de la transition ④. Celle-ci est présentée en rouge sur la figure 4b. La mesure confirme la dépendance en  $V_{in}$  avec un décalage maximum entre la mesure et la simulation de 15%.

Les résultats de l'étude de la source de bruit corréle avec la mesure. La propagation de ce bruit peut donc être analysée.

### B. Propagation : validation et analyse

Les différentes sources de bruit ( $I^+$ ,  $I^-$ ,  $I_s$ ) sont représentées par des sources linéaires par morceaux (PWL : PieceWise Linear). En multipliant le spectre de ces sources par les fonctions de transfert du circuit extrait avec le logiciel WaveIntegrity™ de CWS®, le spectre bleue de la figure 5 est obtenu. Ce spectre est ensuite comparé à la mesure (spectre rouge).

L'alignement fréquentielle entre la mesure et le modèle est relativement correcte, Les fréquences d'émission du SMPS se retrouvent bien sur le spectre de sortie de la tension de référence. Cependant le niveau de contribution de la raie due au couplage avec le substrat  $f_s$  est sur-évaluée en simulation. L'injection du bruit n'étant pas ponctuelle mais distribuée sur la surface de la jonction, l'origine de cette erreur est difficile à déterminer. Des investigations pour essayer de discriminer la source de la fonction de transfert sont en cours d'analyse.

En parallèle le niveau de la raie due à la résonance des capacités de grille avec les interconnexions  $f_g$  est sous-évaluée. L'origine est également en cours d'investigation notamment en regardant la pollution de la référence de la mesure.

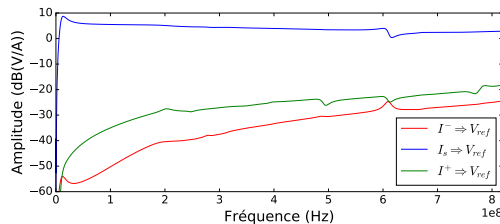


Fig. 6. Fonction de transfert du système

Les fonctions de transfert entre les ports de l'alimentation à découpage et la sortie de la tension de référence sont présentées figure 6.

Le chemin de propagation du courant de substrat  $I_s$  vers la tension de référence  $V_{ref}$  est prépondérant. Cette analyse a permis de mettre à jour un chemin de propagation : le bruit se propage par l'anneau de polarisation du substrat amenant le bruit au plus proche de la victime.

## IV. PERSPECTIVES

La forme du bruit de l'alimentation à découpage a été analysée et validée permettant une estimation rapide des différentes fréquences de résonance et de l'influence des paramètres systèmes sur l'amplitude des oscillations des réseaux parasites. L'étude réalisée aujourd'hui permet d'extraire l'ensemble des chemins de propagation du bruit de l'alimentation à découpage au travers d'une fonction de transfert. Malgré la nécessité d'affiner cette extraction, elle donne un aperçu de l'impact de l'étage de puissance au sein du système. L'objectif est de déterminer les chemins principaux, par exemple la propagation par l'anneau de polarisation du substrat, afin de modéliser la propagation par des éléments simples dans l'optique de pouvoir déterminer les paramètres clés et les différents leviers sur lesquels agir pour réduire l'impact de l'alimentation à découpage sur le reste du système.

Cette méthodologie est appliquée à une référence de tension. Elle sera également appliquée à un convertisseur analogique numérique afin d'expérimenter son fonctionnement dans un autre contexte : un bloc complexe et non linéaire.

Pour réduire l'amplitude de ce bruit, divers solutions sont envisageables. Une première solution masque l'activité de l'étage de puissance. Un système à capacités commutées fournit des charges pour réduire les appels en courant sur l'alimentation lors de la commutation des MOSFETs de puissance. Cette solution permet de réduire la contribution de la transition ② et ④.

Une seconde solution modifie le fonctionnement de l'étage de puissance. L'ajout d'une inductance couplée sur la grille du PMOS réduit l'influence des fronts de courant en ajoutant un déphasage entre deux chemins de courant [5]. Cette solution permet de réduire la contribution de la transition ①.

Une dernière solution modifie la commande de l'étage de puissance. La variation de la fréquence de commutation de l'alimentation à découpage étale la densité spectrale du bruit [6]. Ceci entraîne une réduction de l'amplitude des raies fréquentielles de la perturbation.



Ces solutions serviront d'exemple pour valider la méthodologie de modélisation de la génération et de la propagation du bruit de l'alimentation à découpage.

#### RÉFÉRENCES

- [1] W. Teulings, J. Schanen, and J. Roudet, "A new technique for spectral analysis of conducted noise of a smps including interconnects," in *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE*, vol. 2, Jun 1997, pp. 1516–1521 vol.2.
- [2] V. Binet, Y. Savaria, M. Meunier, and Y. Gagnon, "Modeling the substrate noise injected by a dc-dc converter," in *Circuits and Systems, 2007. ISCAS 2007. IEEE International Symposium on*, May 2007, pp. 309–312.
- [3] M. Felder and J. Ganger, "Analysis of ground-bounce induced substrate noise coupling in a low resistive bulk epitaxial process : design strategies to minimize noise effects on a mixed-signal chip," *Circuits and Systems II : Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 11, pp. 1427–1436, Nov 1999.
- [4] G. Aulagnier, M. Cousineau, T. Meynard, E. Rolland, and K. Abouda, "High frequency emc impact of switching to improve dc-dc converter performances," in *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*, Sept 2013, pp. 1–9.
- [5] K. Ogata and K. Wada, "Influence of induced voltage noise on switching characteristics for a power converter circuit," in *2016 URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC)*, Aug 2016, pp. 126–129.
- [6] M. Vilathgamuwa, J. Deng, and K. J. Tseng, "Emi suppression with switching frequency modulated dc-dc converters," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 5, no. 6, pp. 27–33, Nov 1999.



# Optimal experiment design for LPI control performance

Debarghya Ghosh

Xavier Bombois, Julien Huillery, Gérard Scorletti

Date effective de début du travail : 01/10/2018

Financement de la rémunération du doctorant : Ecole Centrale de Lyon

**Résumé**—Optimal experiment design has been performed for LTI systems where the objective is to determine the optimal identification conditions such that a certain constraint like model accuracy etc holds. In this work we introduce experiment design for LPI (Linear Parameter Invariant) systems such that a certain control objective is satisfied, when an LPI controller synthesized with the model acts on the true system.

**Abstract**—Une conception optimale de l'expérience a été réalisée pour les systèmes LTI où l'objectif est de déterminer les conditions d'identification optimales, de sorte qu'une certaine contrainte, comme la précision du modèle, etc. Dans ce travail, nous présentons la conception de l'expérience pour les systèmes LPI (Linear Parameter Invariant) de sorte qu'un certain objectif de contrôle est satisfait, lorsqu'un contrôleur LPI synthétisé avec le modèle agit sur le système réel.

## I. INTRODUCTION

Linear Parameter varying (LPV) systems are systems where the input-output relationship is linear while the parameters of the system's input-output form/ state-space matrices are known functions of an external variable, termed as the scheduling variable  $p(t)$ . In the most general case, the scheduling variable can vary with any trajectory while it is restricted to the scheduling space  $\mathcal{P} = [p_{min}, p_{max}]$ . Also, this scheduling variable is measurable or estimable in real time. A special type of LPV system are termed as the Linear Parameter Invariant (LPI) systems, where the scheduling variable remains **fixed** at a certain value  $\mathbf{p}_m \in \mathcal{P}$ . This is also referred to as the 'operating' point in literature [11]. When the operating point is to be changed, the input to the system is halted, the operating point is shifted from  $\mathbf{p}_m$  to  $\mathbf{p}_{m+1}$  and then the input is once a gain applied to the system. An LPI system is effectively a collection of infinite number of LTI systems contained in the scheduling space. We deal with the least costly experiment design for LPI identification using the local identification approach [11] such that a certain control objective is guaranteed when LPI controllers [6] synthesized using the identified model are applied on the true LPI system. It is indeed this guarantee that makes experiment design for LPI systems interesting. The 'LPI' controllers, are such that their state space matrices/ system parameters are also rationally dependent on  $\mathbf{p}_m$ . The value

of  $\mathbf{p}_m$  is measured or estimated, and the actual controller corresponding to that specific  $\mathbf{p}_m$  gets configured in the loop.

We introduce the local identification approach to identify models of LPI system in section 2 where one obtains an estimate  $\hat{\theta}$  of the coefficients  $\theta_0$  of the polynomial function that uniquely describes the dependency of the system parameters on the scheduling variables [11]. When a full order model structure is assumed,  $\hat{\theta}$  is asymptotically normally distributed around  $\theta^0$ , i.e.  $\hat{\theta} \sim \mathcal{N}(\theta^0, P_\theta)$ , with  $P_\theta$  the covariance. With  $P_\theta$ , an ellipsoidal confidence region  $U$  centered at  $\hat{\theta}$  that contains the true parameters  $\theta^0$  with a certain specified probability level can be constructed.

In section 3 we provide a brief outline of  $H_\infty$  LPI controller synthesis. Next, we need to check the robustness of the controller against all plants that lie in the ellipsoid  $U$  at all  $\mathbf{p}_m \in \mathcal{P}$ . If the LPI controller can meet a certain performance objective (e.g rise time, steady state error etc) for all plants in  $U$  and at  $\forall \mathbf{p}_m \in \mathcal{P}$ , as  $\theta^0 \in U$  it is guaranteed that the controller on the true LPI system would also deliver a performance that is acceptable. Hence in section 4 we deal with LPI robustness analysis for stability and control performance. Here, we present a tractable quadratic constraint based optimization problem that gives us an analytic indication of the worst case performance that one may expect when the controller is tried with all plants in  $U$  and at all  $\mathbf{p}_m \in \mathcal{P}$ . This procedure is inspired by what is called the ' $\mu$  analysis' or the separation of graphs theorem. The new feature of the proposed technique as compared to previous work is that we derive this procedure for the case where we are able to test controller robustness against the parameter vector  $\theta$  lying in ellipsoidal uncertainty sets like  $U$ , and the scalar scheduling variable  $\mathbf{p}_m$  that lies in the classical box uncertainty  $\mathcal{P}$ . In classical robustness analysis literature, boxed uncertainty sets corresponding to scalar parameters are used [10].

The LPI experiment design for control performance involves the determination of the optimal experimental conditions that is to be used during the LPI identification experiment. We introduce what we mean by 'optimal

conditions' in section 6. We use the tools introduced in section 5 to propose the LPI experiment design problem for control performance along a numerical illustration.

## II. IDENTIFICATION PROCEDURE

### A. True LPI System

We consider the identification of a SISO LPI-OE system, whose parameters are a function of the scheduling variable  $\mathbf{p}_m$ , which is scalar and manipulable during the identification stage. That is  $\mathbf{p}_m$  can be set to any value of choice as long as  $\mathbf{p}_m \in \mathcal{P}$ . Although we consider LPI-OE, the technique can be extended to other structures like LPI-BJ etc. For a given  $\mathbf{p}_m$ , the considered SISO-LPI system can be described as follows :

$$y_m(t) = G(z, \zeta^0(\mathbf{p}_m)) u_m(t) + e(t) \quad (1)$$

where  $u_m(t)$  is the input signal that is also manipulable,  $y_m(t)$  is the measured output and  $e(t)$  is a white noise signal of variance  $\sigma_e^2$  corrupting the true system output. The transfer function  $G(z, \zeta^0(\mathbf{p}_m))$  is given by the notion of  $z$  polynomial :  $G(z, \zeta^0(\mathbf{p}_m)) = B(z, \zeta^0(\mathbf{p}_m)) / A(z, \zeta^0(\mathbf{p}_m))$ , with  $z$  being the delay operator. In turn, they take up the following forms :  $A(z, \zeta^0(\mathbf{p}_m)) = 1 + \zeta_1^0(\mathbf{p}_m)z^{-1} + \dots + \zeta_{n_a}^0(\mathbf{p}_m)z^{-n_a}$  and  $B(z, \zeta^0(\mathbf{p}_m)) = z^{-n_k}(\zeta_{n_a+1}^0(\mathbf{p}_m) + \zeta_{n_a+2}^0(\mathbf{p}_m)z^{-1} + \dots + \zeta_{n_a+n_b}^0(\mathbf{p}_m)z^{-(n_b-1)})$  with  $n_a$  and  $n_b$  being the respective orders and  $n_k$  being the system delay.  $\zeta^0(\mathbf{p}_m)$  in (1) is a column vector of dimension  $n = n_a + n_b$ , and contains all coefficients of the polynomials  $A(z, \zeta^0(\mathbf{p}_m))$  and  $B(z, \zeta^0(\mathbf{p}_m))$ . Every entry of  $\zeta^0(\mathbf{p}_m)$  depends on  $\mathbf{p}_m$  in a polynomial manner. For example, the  $i^{th}$  entry  $\zeta_i^0(\mathbf{p}_m)$  of the vector  $\zeta^0(\mathbf{p}_m)$  is dependent on  $\mathbf{p}_m$  via the following relation :

$$\zeta_i^0(\mathbf{p}_m) = \sum_{j=0}^{n_p} \zeta_{i,j}^0 \mathbf{p}_m^j \quad i = 1, \dots, n \quad (2)$$

where  $n_p$  is an arbitrary order (see e.g. [3]). Let us collect the coefficients that arise as a consequence of (2) in the vector  $\theta^0 = (\zeta_{1,0}^0, \zeta_{1,1}^0, \dots, \zeta_{n,n_p}^0)^T$  with a dimension  $k \triangleq (n_p + 1)n$ . The relation between  $\theta^0$  and the time-varying parameter vector  $\zeta^0(\mathbf{p}_m)$  can thus be expressed as follows :

$$\zeta^0(\mathbf{p}_m) = T(\mathbf{p}_m) \theta^0 \quad (3)$$

for a given matrix  $T(\mathbf{p}_m)$  of dimension  $n \times k$  which is uniquely a function of  $\mathbf{p}_m$ . In the sequel, we assume that we know the LPI system structure, that is  $n_k, n_a$  and  $n_b$  are known in (1) and that  $n_p$  is known in (2). With this assumption  $\theta^0$  completely describes the LPI system. The LPI system (1), can also be denoted as  $G(z, \theta^0, \mathbf{p}_m)$  to illustrate its dependency on  $\theta^0$  and the operating point  $\mathbf{p}_m$ .

### B. Local LPV Identification

We will now show how we can deduce the minimum variance estimate  $\hat{\theta}$  of  $\theta^0$  using the local LPV identification approach. The first step of the local LPV identification approach consists of performing a certain number (say  $M$ ) of so-called local LTI identification experiments ( $m = 1 \dots M$ ) [11]. We describe one local LTI identification experiment out of the  $M$  experiments to be conducted. We apply an input sequence  $u_m(t)$  ( $t = 1 \dots N_p$ ) of spectrum  $\Phi_{u,m}$  to the LPV system (1) while the scheduling variable is constant at an operating point  $\mathbf{p}_m$  i.e.  $p(t) = \mathbf{p}_m$  ( $t = 1 \dots N_p$ ), with  $N_p$  being the duration of the experiment. By measuring the corresponding output  $y_m(t)$ , we obtain the data set  $Z_m = \{u_m(t), y_m(t) \mid t = 1, \dots, N_p\}^1$ . Based on the collected data set  $Z_m$  and a full order model structure  $\mathcal{M} = \{G(z, \zeta)\}$  for (1), we use the prediction error criterion to obtain an estimate  $\hat{\zeta}_m$  of  $\zeta^0(\mathbf{p}_m)$  :

$$\hat{\zeta}_m = \arg \min_{\zeta} \frac{1}{N_p} \sum_{t=1}^{N_p} \epsilon_m^2(t, \zeta) \quad (4)$$

with  $\epsilon_m(t, \zeta) = y_m(t) - G(z, \zeta) u_m(t)$ . This estimate has the following asymptotic distribution :  $\hat{\zeta}_m \sim \mathcal{N}(\zeta^0(\mathbf{p}_m), P_{\hat{\zeta}_m})$  where the covariance matrix  $P_{\hat{\zeta}_m}$  has the following theoretical expression :  $P_{\hat{\zeta}_m} = \frac{\sigma_e^2}{N} (\bar{E}(\psi_m(t, \zeta^0(\mathbf{p}_m)) \psi_m^T(t, \zeta^0(\mathbf{p}_m))))^{-1}$  with  $\psi_m(t, \zeta) = \frac{\partial \epsilon_m(t, \zeta)}{\partial \zeta}$  [9].  $P_{\hat{\zeta}_m}$  can thus also be written as :

$$P_{\hat{\zeta}_m}^{-1} = \frac{N_p}{\sigma_e^2} \left( \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F_{u,m}(e^{j\omega}) F_{u,m}^*(e^{j\omega}) \Phi_{u,m} d\omega \right) \quad (5)$$

with  $F_{u,m}(z) = \frac{\partial G(z, \zeta)}{\partial \zeta} |_{\zeta=\zeta^0(\mathbf{p}_m)}$ . As seen in (5), for a fixed  $N_p$ , the covariance matrix  $P_{\hat{\zeta}_m}$  is a linear function of the input spectra  $\Phi_{u,m}$ , and is different for different  $\mathbf{p}_m$  values. The above procedure is repeated for  $M$  different values of  $\mathbf{p}_m$  ( $m = 1 \dots M$ ) yielding  $M$  estimates  $\hat{\zeta}_m$  and their respective covariance matrix  $P_{\hat{\zeta}_m}$ . We denote the set of  $M$  fixed scheduling variables at which the local identifications have been performed as  $\mathbf{P}_M = \{\mathbf{p}_1 \dots \mathbf{p}_M\}$  with  $\Phi^M(\mathbf{P}_M) = \{\Phi_{u,1} \dots \Phi_{u,M}\}$  being the corresponding set of input spectra. We will assume that the duration of all these  $M$  local LTI experiments will be  $N_p$ , but that the spectrum  $\Phi_{u,m}$  of the input signal can be chosen differently. Indeed, the resulting LTI system (1) will be different for each  $\mathbf{p}_m$  and hence it makes sense to use independent input spectra for these different LTI systems.

In the second step, these estimates  $\hat{\zeta}_m$  of  $\zeta^0(\mathbf{p}_m)$  ( $m = 1 \dots M$ ) will be used to determine an estimate  $\hat{\theta}$  of  $\theta^0$ . In literature, this is generally done using ordinary least squares approach [8], [13], but this is not optimal as the relative accuracy of the different estimates (i.e. the covariance matrices  $P_{\hat{\zeta}_m}$ ) are not taken into account. Let us suppose that  $M$  identification experiments have been performed at the operating points

<sup>1</sup>After each local LTI identification experiment the time index is reset to zero.

$\mathbf{P}_M = \{p_1 \dots p_M\}$  such that the set  $\mathbf{P}_M$  has at least  $n_p + 1$  different values (this is crucial for the consistent identification of  $\theta$ ). We propose an estimator inspired by the generalized least squares (or weighted least squares) approach [4] to take into account the individual covariance matrices  $P_{\hat{\xi}_m}$  for determining the minimum variance estimate of  $\theta^0$ . In estimation literature, this approach is widely used, but has not been used in local LPV identification until now (to the best of our knowledge). Therefore, the minimum variance estimate  $\hat{\theta}$  of  $\theta^0$  is [4] :

$$\hat{\theta} = \left( \sum_{m=1}^M T^T(\mathbf{p}_m) P_{\hat{\xi}_m}^{-1} T(\mathbf{p}_m) \right)^{-1} \left( \sum_{m=1}^M T^T(\mathbf{p}_m) P_{\hat{\xi}_m}^{-1} \hat{\xi}_m \right) \quad (6)$$

where  $\hat{\theta}$  has the property :  $\hat{\theta} \sim \mathcal{N}(\theta^0, P_\theta)$  with  $P_\theta$  given by :

$$P_\theta = \left( \sum_{m=1}^M T^T(\mathbf{p}_m) P_{\hat{\xi}_m}^{-1} T(\mathbf{p}_m) \right)^{-1} > 0 \quad (7)$$

For a chosen probability  $Pr(\chi^2(k) < \chi)$ , the true parameter vector  $\theta^0$  lies in the ellipsoid  $U$ , given by :  $U = \{\theta | (\theta - \hat{\theta})^T P_\theta^{-1} (\theta - \hat{\theta}) < \chi\}$ . The derivation of these expressions is presented in theorem 1 in [4]. In (7), one can observe that the covariance matrix is a function of the input spectra  $\Phi_{u,m}$  via (5)), and hence can be influenced via the identification experiment.

### III. LPI CONTROLLER SYNTHESIS

Using the obtained plant model, we are now interested in obtaining scheduling variable dependent  $H_\infty$  feedback controllers that is where the controller parameters have a rational/polynomial dependence on the scheduling variable  $\mathbf{p}_m$  [5], [6]. For a certain reference signal  $r$ , input  $u_m$  and output  $y_m$ , the feedback structure is such that the controller  $C(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta})$  has the following relationship :  $u_m = C(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta})(r - y_m)$ . As done in classical LTI  $H_\infty$  control, we first need to derive the so called augmented generalised plant  $P_{GEN}(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta})$  in its state space form :

$$\begin{aligned} x(t+1) &= A(\mathbf{p}_m)x(t) + B_r(\mathbf{p}_m)w(t) + B_v(\mathbf{p}_m)v(t) \\ z(t) &= C_z(\mathbf{p}_m)x(t) + W(\mathbf{p}_m)w(t) + D_{zv}(\mathbf{p}_m)v(t) \\ f(t) &= C_f(\mathbf{p}_m)x(t) + D_{fr}(\mathbf{p}_m)w(t) \end{aligned} \quad (8)$$

where  $x(t)$  is the state vector of the generalised plant,  $w(t)$  being the exogenous input,  $v(t)$  being the signal passed into the controller,  $f(t)$  the signal coming out of the controller and finally  $z(t)$  being the performance signal of interest that is to be bounded. It is our intention to derive a scheduling variable dependent  $H_\infty$  controller that minimizes the tracking error  $(r - y_m)$  while utilizing the least possible control effort  $u_m$  for all  $\mathbf{p}_m \in \mathcal{P}$ . That is, we are interested in finding a controller that makes sure that the sensitivity  $S(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}) = 1/(1 + CG)$  and the transfer  $R(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}) = C/(1 + CG)$  are bounded by user specified frequency dependent bounds  $1/Ws$  and  $1/Wr$  for all values

of the scheduling variable  $\mathbf{p}_m \in \mathcal{P}$ . Hence we have two performance signals of interest :  $z_1 = Ws(r - y_m)$  and the other being  $z_2 = Wr u_m$ , with the exogenous signal  $w(t) = r(t)$ ,  $v(t) = r - y_m$  and with  $f(t) = u_m$ . The state vector  $x = [x_G \ x_{Ws} \ x_{Wr}]^T$ , where  $x_G$  are the states arising from a corresponding state space representation of the plant 1. Similarly,  $x_{Ws}$  and  $x_{Wr}$  are the states arising from the frequency dependent weights  $Ws$  and  $Wr$  respectively.

The methodologies in literature [5], [6] deals with controller synthesis in continuous time but by default we are in a discrete time setting. Hence the derived generalised plant is converted into its continuous-time counterpart  $P_{GEN-C}(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta})$  using a suitable transformation scheme like tustin/zoh etc. Given  $s$  the laplace variable, the continuous time state space generalised plant  $P_{GEN-C}(\mathbf{p}_m, s, \hat{\theta})$  and  $\gamma(\omega) > 0 \forall \omega$ , the methodology computes, if there exists, a scheduling variable dependent controller in the state space form :

$$C_{con}(\mathbf{p}_m, s, \hat{\theta}) = \begin{bmatrix} A_{Ccon}(\mathbf{p}_m) & B_{Ccon}(\mathbf{p}_m) \\ C_{Ccon}(\mathbf{p}_m) & B_{Dcon}(\mathbf{p}_m) \end{bmatrix} \star \frac{1}{s} I_{n_x} \quad (9)$$

with  $A_{Ccon}(\mathbf{p}_m)$ ,  $B_{Ccon}(\mathbf{p}_m)$ ,  $C_{Ccon}(\mathbf{p}_m)$  and  $B_{Dcon}(\mathbf{p}_m)$  being the state space matrices of the to be synthesised continuous time controller that are rational functions in  $\mathbf{p}_m$ . This synthesised controller ensures that for any  $\mathbf{p}_m \in \mathcal{P}$  :

- Closed loop asymptotic stability
- Closed loop nominal performance :

$$\max_{\mathbf{p}_m \in \mathcal{P}} |P_{GEN-C}(\mathbf{p}_m, s, \hat{\theta}) \star C_{con}(\mathbf{p}_m, s, \hat{\theta})| < \gamma(\omega) \forall \omega \quad (10)$$

The controller complexity (number of states) is equal to the number of states in the generalised plant, and hence it is crucial to derive the generalised plant in its minimal realization state space form. Once the controller is synthesized in continuous time, it is converted back into discrete time to generate a discrete time state space controller  $C(\mathbf{p}_m, s, \hat{\theta})$  and then applied to the true discrete time system. The quantity  $P_{GEN}(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}) \star C(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}) = [WsS \ WrR]^T = J_{wt}(C(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}) \ G(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}))$ , with  $J_{wt}(C(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}) \ G(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}))$  being termed as the 'weighted performance measure'.

### IV. LPI ROBUSTNESS ANALYSIS

For the identified LPI model, we have obtained a LPI controller that guarantees that the  $S$  and  $R$  are bounded by the user supplied weights  $1/Ws$  and  $1/Wr$  for all values of  $\mathbf{p}_m \in \mathcal{P}$ . Certainly, the parameters of the identified LPI model  $\hat{\theta}$  and the true LPI system  $\theta^0$  do not exactly match, and in reality the synthesized controller would be acting on the true system and not otherwise. Therefore, the next logical step would be to evaluate what might be the frequency wise magnitudes of  $S$  and/or  $R$ , that is, in effect the magnitude of  $J(C(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}) \ G(\mathbf{p}_m, z, \theta^0)) = [S(\mathbf{p}_m, z, \theta^0) \ R(\mathbf{p}_m, z, \theta^0)]^T$  or  $J(C(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}) \ G(\mathbf{p}_m, z, \theta^0)) = S(\mathbf{p}_m, z, \theta^0)$  or even

$J(C(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}) \quad G(\mathbf{p}_m, z, \theta^0)) = R(\mathbf{p}_m, z, \theta^0)$  when the controller acts on the true system. Here,  $S(\mathbf{p}_m, z, \theta^0) = 1/(1 + C(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}) * G(\mathbf{p}_m, z, \theta^0))$  and  $R(\mathbf{p}_m, z, \theta^0) = C(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta})/(1 + C(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}) * G(\mathbf{p}_m, z, \theta^0))$  and we refer to  $J(C(\mathbf{p}_m, z, \theta) \quad G(\mathbf{p}_m, z, \theta))$  as the 'performance measure' that is associated with LPI control performance. Effectively, it is to be judged whether this obtained magnitude is acceptable for the user. The issue here is that one does not know what the true system is and hence evaluating this quantity directly is impossible. The advantage of LPI identification is that it provides us with  $\hat{\theta}$  and the uncertainty ellipsoid  $U$ , where the true system actually lies with a certain probability. We can make use of this information to evaluate the maximum over all  $J(C(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}) \quad G(\mathbf{p}_m, z, \theta))$  when the controller is made to act on plants emerging from all combination of all  $\theta \in U$  and all  $\mathbf{p}_m \in \mathcal{P}$ . That is, one is interested in evaluating the 'worst case' performance  $J_{WC}$ , with  $J_{WC}$  defined as :

$$J_{WC}(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}) = \max_{\mathbf{p}_m \in \mathcal{P}, \theta \in U} s.t. \|J((C(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}) \quad G(\mathbf{p}_m, z, \theta)))\| \quad (11)$$

We then know for sure that  $|J(e^{j\omega}, \mathbf{p}_m, \theta^0)|$  corresponding to the true system is at the worst equal to  $J_{WC}$ . If  $J_{WC} < D(\omega) \forall \omega$ , with  $D(\omega)$  an user specified 'worst case tolerance' level, then we can be assured that the controller acting on the true system will also provide a performance measure magnitude inferior to  $D(\omega) \forall \omega$ . From now on, we denote  $J_{WC}(C(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}) \quad G(\mathbf{p}_m, z, \theta))$  as just  $J_{WC}(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta})$  for conciseness. An equivalent problem of computing at every frequency  $\omega$ , the worst case performance  $J_{WC}(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta})$  in a frequency wise manner is  $\sqrt{\gamma}$ , with  $\gamma$  being the solution to the following optimization problem :

$$\min_{\gamma} \gamma \quad s.t. \quad |J((C(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}) \quad G(\mathbf{p}_m, z, \theta)))| < \gamma \quad \forall \mathbf{p}_m \in \mathcal{P}, \forall \theta \in U \quad (12)$$

Searching among all possible values of  $\theta \in U$  and  $\mathbf{p}_m \in P$  is not tractable as both  $U$  and  $\mathcal{P}$  are continuous sets. Therefore we make use of the separation of graphs theorem as an alternative method of approximating  $J_{WC}$  in a frequency-wise manner. The separation of graphs theorem helps us in deriving a tractable sufficient condition for the evaluation of  $J_{WC}$ , which unfortunately, cannot be directly computed. This methodology requires us to express  $J(e^{j\omega}, \mathbf{p}_m, \theta)$  as a LFT of a known transfer matrix  $\mathbf{M}$  and an uncertain part  $\Delta$  that is know to vary in a given set  $\Delta$ .  $\Delta$  in our case effectively contains the uncertain parameters corresponding to  $U$  as well as the scheduling space  $\mathcal{P}$ . Although  $\mathcal{P}$  is not strictly an uncertainty, it is treated as one during robustness analysis as the controller and plant are rational/polynomial functions of the scheduling variable that resides in  $\mathcal{P}$ . We now have that  $J(e^{j\omega}, \mathbf{p}_m, \theta) = \Delta \star \mathbf{M}$ , with  $\mathbf{M}$  a fixed matrix,

as follows :

$$\begin{bmatrix} p \\ z \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{M}_{11} & \mathbf{M}_{12} \\ \mathbf{M}_{21} & \mathbf{M}_{22} \end{bmatrix}}^{\mathbf{M}} \begin{bmatrix} q \\ w \end{bmatrix}, q = \overbrace{\begin{bmatrix} \delta \mathbf{p}_m \otimes I_{\tilde{n}_1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \delta \theta \otimes I_{\tilde{n}_2} \end{bmatrix}}^{\Delta} p \quad (13)$$

where  $\tilde{n}_1$  and  $\tilde{n}_2$  are respectively the number of times  $\delta \mathbf{p}_m$  and  $\delta \theta$  repeats themselves along the diagonal in  $\Delta$ .  $\delta \theta = \theta - \hat{\theta}$  and  $\delta \mathbf{p}_m = \mathbf{p}_m - \bar{p}$ , with  $\bar{p} = (p_{max} + p_{min})/2$ . Certainly,  $\delta \theta$  also lies in the same uncertainty region  $U$  and  $\delta \mathbf{p}_m$  is constrained to lie in  $\mathcal{P}$ , but when  $U$  and  $\mathcal{P}$  are centered around zero. We know that  $(C(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}))$  is rational in  $\mathbf{p}_m$  and hence can be expressed in an LFT in  $\Delta_1 = [\delta \mathbf{p}_m I_{n_1}]$  and  $G(\mathbf{p}_m, z, \theta)$  is polynomial in  $\mathbf{p}_m$  and linear in  $\theta$ , thereby allowing us to express it as an LFT in  $\Delta_2 = bdiag(\delta \mathbf{p}_m I_{n_2}, \delta \theta I_{n_2})$ . Consequently, one can rewrite  $J(e^{j\omega}, \mathbf{p}_m, \theta)$  as an LFT in  $\Delta$ , with  $\Delta = bdiag(\Delta_1, \Delta_2)$ , and hence  $n_1 = n_{11} + n_{12}$ . In graph separation theory, we restrict our attention to an explicit parameterisation of the quadratic constraints satisfied by the graphs of all uncertainties  $\Delta \in \Delta$ . We refer to the pair of input  $p$  and output  $q$  as the 'graphs' associated with  $\Delta$ . In robust control literature, such a parameterisation has been derived for scalar uncertainties repeated along the diagonal in  $\Delta \in \Delta$ . Although, in our case the set  $\Delta$  has a particular structure where the scalar  $\delta \mathbf{p}_m$  is repeated in addition to the vector  $\delta \theta$  repeated along the diagonal. Hence we provide a suitable general parameterisation of the same in this work. The so called 'parameterisation' of the 'set of multipliers' corresponds to the parameterisation of a set of sectors  $\Pi$  in the graph space, from which the best sector  $\Pi$  is sought, that can topologically split the graph of all  $\Delta \in \Delta$  from the inverse graph of  $\mathbf{M}$ . Effectively speaking, the graph separation theory states that if such a sector is found that can indeed achieve this topological splitting, then the  $\mathbf{M} - \Delta$  interconnection is guaranteed to be stable  $\forall \Delta \in \Delta$ . The problem of evaluating the performance measure magnitude  $\gamma$  for a certain frequency can be posed as a stability check problem, see [10], which is in-turn posed as the problem of finding the suitable multiplier  $\Pi \in \Pi$ .

Due to space constraints, we will not provide further details into this topic. We thus provide an optimisation problem for the determination of  $J_{WC}$  in a frequency by frequency manner, which is an alternative to the one in (12). In the alternative formulation, the condition  $|J((C(\mathbf{p}_m, z, \hat{\theta}) \quad G(\mathbf{p}_m, z, \theta)))| < \gamma$  in (12) is replaced by a quadratic constraint involving the inverse graph of  $\mathbf{M}$  associated with the parameterised multiplier  $\Pi$ . The alternative is a sufficient condition, and therefore we cannot exactly evaluate  $J_{WC}(\omega)$ , but instead end up in a frequency-wise upper-bound  $J_{ub}$  on  $J_{WC}$ . The more broader is the parameterisation of the multiplier, the less is the conservatism involved. The frequency wise upper bound  $J_{ub}(\omega)$  on  $J_{WC}(\omega)$

is given by  $\sqrt{\gamma_{opt}(\omega)}$  where  $\gamma_{opt}(\omega)$  is the solution to the following minimization problem :

$$s.t. \left[ \begin{array}{c} \mathbf{M}(e^{j\omega}) \\ I \end{array} \right]^T \left[ \begin{array}{cc|cc} \Pi_{11} & 0 & \Pi_{12} & 0 \\ 0 & I & 0 & 0 \\ \hline \Pi_{21}^* & 0 & \Pi_{22} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\gamma I \end{array} \right] \left[ \begin{array}{c} \mathbf{M}(e^{j\omega}) \\ I \end{array} \right] < 0 \quad (14)$$

where  $\Pi = [\Pi_{11}, \Pi_{12}; \Pi_{12}^*, \Pi_{22}]$ . At a given frequency  $\omega$ , we try to reduce  $\gamma$  as much as possible, while the constraint in (14) still holds. The validity of this constraint indicates that one is able to find a suitable multiplier/sector  $\Pi \in \mathbf{\Pi}$  satisfied by graphs of all  $\Delta \in \mathbf{\Delta}$  that can separate out the inverse graph of  $\mathbf{M}$  from said graphs of all  $\Delta \in \mathbf{\Delta}$ . The derivation of the parameterisation of  $\Pi \in \mathbf{\Pi}$  follows from [1], where the authors provide a general parameterisation of multipliers suitable for ellipsoidal uncertainties. The final multiplier that we use, is combined with the multiplier in [1] that corresponds to  $U$  along with a classical multiplier corresponding to the box uncertainty  $\mathcal{P}$ . Consequently, it takes up the following form :

$$\Pi = \left[ \begin{array}{cc|cc} A_{0p} & 0 & A_{12p} & 0 \\ 0 & A_{0\theta} & 0 & A_{12\theta} \\ \hline A_{12p}^* & 0 & -A_{0p} \otimes \eta & 0 \\ 0 & A_{12\theta}^* & 0 & -A_{0\theta} \otimes \frac{P_{\theta}^{-1}}{\chi} + j\tilde{A} - \tilde{B} \end{array} \right] \quad (15)$$

$A_{0p}$  and  $A_{0\theta}$  are complex hermitian matrices of dimensions  $\tilde{n}_1$  and  $\tilde{n}_2$  respectively. Both  $\tilde{A}, \tilde{B} \in \mathbf{R}^{k\tilde{n}_2 \times k\tilde{n}_2}$ , and constitutes of further sub-elements as found in equations (28) and (29) in [1], where  $\tilde{n} = \tilde{n}_2$  and  $n = k$ . Similarly, the sub-structure of  $A_{12p}$  and  $A_{12\theta}$  is the same as in equation (26) of [1], with  $\tilde{n} = \tilde{n}_1$  for  $A_{12p}$  and  $\tilde{n} = \tilde{n}_2$  for  $A_{12\theta}$ .  $\eta = (\kappa)^{-1}$  where  $\kappa = (p_{max} - \bar{p})^2 = (p_{min} - \bar{p})^2$ . As seen in (15), the covariance matrix  $P_{\theta}^{-1}$  appears in  $\Pi$ , and this property will be used in the LPI experiment design step.

## V. LPI LEAST COSTLY OPTIMAL EXPERIMENT DESIGN (OED)

It can be possible that the local LPV identification procedure delivered an uncertainty set  $U$  which is too large and hence the condition  $J_{ub}(\omega) < D(\omega) \forall \omega$  is no longer satisfied. In simple words this is the situation where the designed controller fails to guarantee satisfactory performance when it acts on the true system. Hence LPI experiment design becomes an interesting topic to explore. We know from (5), (7) that the set of identification spectra can influence the size of the uncertainty set  $U$ . Hence, in this application of experiment design, we aim to determine the optimal conditions of the local LPV identification experiment which would deliver a small enough parameter uncertainty  $U$  such that it is guaranteed beforehand that  $J_{ub}(\omega) < D(\omega) \forall \omega$ .

When we try to optimally set the 'experimental conditions' of the local LPV identification procedure, we try to optimally determine : 1) The number of local identification experiments to be performed, 2) the values of fixed operating points corresponding to the local experiments, and 3) the least energetic input spectra that will be used for the local identification experiments, such that when an LPI controller is generated using the identified model, it is guaranteed that it would deliver a performance measure that is inferior to  $D(\omega) \forall \omega$  when acting on the true system. As seen, LPI experiment design is a complicated problem as one demands the answer to three subproblems simultaneously. Consequently we first fix criteria 1) and 2) beforehand : that is, the number  $M$  and the set  $\mathbf{P}_M$  of local LTI identifications that are to be performed to simplify the rather complex problem. With these fixed and for a given  $D(\omega)$ , the experiment design optimization procedure that we will introduce has the task of generating the set of least energetic spectra  $\Phi_{opt}^M(\mathbf{P}_M)$  such that the bound  $D(\omega)$  on the performance is respected. Hence, given  $M$  and  $\mathbf{P}_M$ , the problem we would like is the following :  $\min_{\mathcal{J}} \mathcal{J} \text{ s.t. } J_{WC}(\omega) < D(\omega)$  where  $\mathcal{J}$  is the net energy supplied during the local experiment design. We demonstrated in the previous section that while using graph separation theory, we arrive at an upper bound  $J_{ub}$  on  $J_{WC}$ . Hence we replace the condition  $J_{WC}(\omega) < D$  with  $J_{ub}(\omega) < D(\omega)$ . The cost  $\mathcal{J}$  that is to be kept at the minimum is the sum of the energies of the individual spectra used during the  $M$  different identification procedures. Hence the cost to be minimized takes the form :  $\mathcal{J} = N_p \sum_{m=1}^M \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \Phi_{u,m} d\omega$ . We parameterize the spectra  $\Phi_{u,m}$  ( $m = 1, \dots, M$ ) using the parametrization in [7] that corresponds to the spectrum of an input signal that is generated by a white noise filtered by an arbitrary FIR filter of degree  $L$  :

$$\Phi_{u,m} = c_{m,0} + 2 \sum_{i=1}^L c_{m,i} \cos(i\omega) \quad (16)$$

for which  $\Phi_{u,m} > 0 \forall \omega$  can be guaranteed using an extra LMI constraint on the decision variables  $c_{m,i}$  ( $m = 1, \dots, M$  &  $i = 0, \dots, L$ ) [7]. With this parameterization, the cost to be minimized is  $\mathcal{J} = N_p \sum_{m=1}^M c_{m,0}$  [2], [7] and hence a linear function of the decision variables. Consequently, from (7),(16) and (5) the inverse covariance matrix  $P_{\theta}^{-1}$  is also a **linear** function of the decision variables  $c_{m,i}$  ( $m = 1, \dots, M$  and  $i = 0, \dots, L$ ).

For a given  $D(\omega)$ ,  $N_p$  and  $L$ , the optimal spectra  $\Phi_{opt}^M(\mathbf{P}_M)$  can be obtained for an a priori fixed  $M$  and  $\mathbf{P}_M$  by solving

the following optimization :

$$\min_{c_{m,i}, A_{0p}, A_{0\theta}, A_{12p}, A_{12\theta}, \bar{A}, \bar{B}} N_p \sum_{m=1}^M c_{m,0}$$

$$s.t. \begin{bmatrix} \mathbf{M}(e^{j\omega}) \\ I \end{bmatrix}^T \left[ \begin{array}{cc|cc} \Pi_{11} & 0 & \Pi_{12} & 0 \\ 0 & I & 0 & 0 \\ \hline \Pi_{21}^* & 0 & \Pi_{22} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -D(\omega)^2 I \end{array} \right] \begin{bmatrix} \mathbf{M}(e^{j\omega}) \\ I \end{bmatrix} < 0 \quad (17)$$

The optimization problem proposed in (17) is required to be solved for all frequencies simultaneously. Consequently to this end, we perform this optimization in a chosen grid  $\Omega$  of the frequency band. In (17),  $P_\theta^{-1}$  in  $\Pi_{22}$  is expressed in terms of the parameterized spectra (16), that is in terms of the decision variables  $c_{m,i} (m = 1, \dots, M, i = 0, \dots, L)$ . The uncertainty set  $U$  corresponding to the least (optimal) cost is the largest 'small enough' uncertainty such that the condition  $J_{ub}(\omega) < D(\omega) \forall \omega$  is respected. As one may observe, the constraint in (17) is nothing but the constraint  $J_{ub}(\omega) < D(\omega)$  in accordance with the theory from the previous section. The optimization problem proposed in (17) for the generation of the optimal least costly spectra has two crucial problems. The first one appears in all experiment design procedures, where in the problem in (17) depends on the unknown true parameter vectors  $\theta^0$  via  $P_\theta^{-1}$  and on the to be designed LPI controller. We fix the synthesis procedure of  $C(\mathbf{p}_m, e^{j\omega})$  that is synthesized using a fixed weights  $Ws$  and  $Wr$ . These unknown variables  $\theta^0$  and  $C(\mathbf{p}_m, e^{j\omega})$  will be replaced by reasonably good initial guesses  $\hat{\theta}_{ini}$  and  $C_{ini}(\mathbf{p}_m, e^{j\omega})$ . The initial controller synthesized using the same user supplied nominal weights  $Wr$  and  $Ws$ . A second difficulty in (17) is the existence of a bi-linear product between decision variables  $A_{0\theta}$  and  $c_{m,i} (m = 1, \dots, M, i = 0, \dots, L)$  thereby rendering the problem non-convex. To bypass this issue, we follow an iterative algorithm as in [1].

Now we focus on how to determine the best set of operating points to perform identification. Let us say we solve (17) for a fine grid of  $\mathcal{P}$  that consists of  $M = M_{grid}$  points with the set of operating points  $\mathbf{P}_M = \mathbf{P}_{grid}$ . The solution generally turns out to be *sparse* with many of the suggested spectra  $\Phi_{u,m} = 0$ . Indeed, as the net energy  $\mathcal{J}$  is to be minimized, the energy will only be injected at those operating points that provide us with maximum information on  $\theta^0$ . This phenomenon can presumably be explained by the fact that the cost function  $\mathcal{J}$  has a  $l_1$  norm structure. It is frequently observed that such cost functions, when minimized under convex constraints, generate a sparse solution. Out of the original  $M_{grid}$  points, let us say the set of spectra  $\bar{\Phi}^{\bar{M}}$  corresponding to  $\bar{M}$  points are nonzero and the spectra corresponding to the rest  $M_{grid} - \bar{M}$  is identically zero. Effectively,  $\bar{\Phi}^{\bar{M}}$  is also a solution to (17), as the rest  $M_{grid} - \bar{M}$  has no contribution what so ever to the cost. Hence we finally perform the identification only at the

optimal  $M_{opt} = \bar{M}$  operating points collectively contained in the set  $\mathbf{P}_{\bar{M}}$  with the optimal set of spectra  $\bar{\Phi}^{\bar{M}}$ .

## VI. CONCLUDING REMARKS

In this work we consider LPI systems for which we are interested in determining the most crucial points in a scheduling space  $\mathcal{P}$  along with the corresponding least energetic identification spectra to be used for Local LPV identification, for the guarantee of a certain control performance, when the controller designed using the identified system is placed in the loop with the true system. As a first step we assume a scalar scheduling variable (although one can extend to multiple scheduling variables in a straightforward manner) and since it remains fixed at a value  $\mathbf{p}_m$  in LPI systems, we utilized matured tools available for LTI systems for the purpose of LPI robustness analysis and posing of the LPI experiment design problem. Subsequent future work will consider experiment design when we have the most generalized LPV system where  $p(t)$  can vary in  $\mathcal{P}$  with certain bounds on the rates of variation. This problem is more complicated in nature as one needs to then pinpoint the best scheduling trajectory such that a certain performance constraint is satisfied.

## RÉFÉRENCES

- [1] M. Barenthin, X. Bombois, H. Hjalmarsson, and G. Scorletti. Identification for control of multivariable systems : Controller validation and experiment design via LMIs. *Automatica*, Vol. 44, pp. 3070 - 3078, 2008.
- [2] X. Bombois, G. Scorletti, M. Gevers, P. Van den Hof, and R. Hildebrand. Least costly identification experiment for control. *Automatica*, Vol. 42(10), pp. 1651-1662, 2006.
- [3] A. Dankers, R. Tóth, P. Heuberger, X. Bombois, and P. Van den Hof. Informative data and identifiability for lpv-arx prediction error identification. In *In Proc. IEEE Conference on Decision and Control*, pages 799-804, 2011.
- [4] D.Ghosh, X. Bombois, J. Huillery, G. Scorletti, and G. Mercère. Optimal identification experiment design for LPV systems using the local approach. *submitted to Automatica*, PDF on HAL, 2016.
- [5] M. Dinh, G. Scorletti, V. Fromion, and E. Magarotto. Parameterized  $H_\infty$  controller design for adaptative trade-off by finite dimensional LMI optimization. In *2003 European Control Conference, Cambridge, UK*, 2003.
- [6] M. Dinh, G. Scorletti, V. Fromion, and E. Magarotto. Parameter dependent  $H_\infty$  control by finite dimensional LMI optimization : application to trade-off dependent control. *Int. J. Robust Nonlinear Control*, Vol 15, pp. 383-406, 2005.
- [7] H. Jansson and H. Hjalmarsson. Input design via LMIs admitting frequency-wise model specifications in confidence regions. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol 50 (10), pp. 1534-1549, 2005.
- [8] Q. Liu, J. Gross, S. Pfeiffer, and H. Werner. A local approach for the LPV identification of an actuated beam using piezoelectric actuators and sensors. *Mechatronics*, Vol. 24, pp. 289-297, 2014.
- [9] L. Ljung. *System Identification - Theory for the User, 2nd Edition*. Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 1999.
- [10] S. Skogestad and I. Postlethwaite. *Multivariable Feedback Control : Analysis and Design*. John Wiley & Sons, 2005.
- [11] R Tóth. *Modeling and identification of Linear Parameter Varying Systems*. Springer, Berlin, 2010.
- [12] M. G. Wassink, M. van de Wal, C. Scherer, and O. Bosgra. LPV control for a wafer stage : beyond the theoretical solution. *Control Engineering Practice*, Vol 13, pp. 231-245, 2005.



# Modeling Approach and Application of Supervisory Control Based on SysML

Xiaoshan Lu

Laurent Piétraç, Eric Niel

Date effective de début du travail : 05/10/2015

Financement de la rémunération du doctorant : China Scholarship Council (CSC)

**Abstract**—The supervisory control theory is widely used to deal with problems of controller design in the field of discrete event systems. Some scientific results have shown the difficulties in application of Supervisory Control Theory (SCT). One of the difficulties is modeling the system controller for engineers. In order to deal with the problem, we propose a new modeling approach by combining SysML with SCT. The SysML models, which expressed by graphic way, represent the corresponding SCT model semantically. The SysML model can also deal with the modeling under different control strategies. Besides, we give the application case of the modeling approach. We propose an automatic transformation and computation architecture aimed at the controller design of manufacture. In this report, all the research work above will be introduced in detail.

## I. INTRODUCTION

In the field of Discrete Event System (DES), SCT was first introduced by Ramadge and Wonham in 1982 [1]. By the scientific achievements within the past several decades, the framework of SCT forms a systematic formal paradigm to synthesize controllers for plants. Many solutions have been proposed to deal with SCT problems such as supervisor synthesis [2], [3], controllability [4], observability [5], and supremal sublanguage [6], [7]. On the other hand, the number of states and transitions grow sharply with the scale increasing of system [8]. In order to deal with the state-space explosion problem, different control structures were proposed by research works. Wonham and Ramadge introduced the concept of modular control [9] and Queiroz and Cury extends the approach to local modular control [10]. Some new control strategies have been put forward during the past several years such as the coordinated distributed supervision and aggregated distributed supervision proposed by Su [11], [12], by

which a coordinator is designated to ensure nonblocking among local supervisors.

However, despite the academic achievements of SCT over last several decades, there were few application cases in real industrial manufacturing systems. There exist several obstacles between the theory and application. One problem for application of SCT is the modeling of real system. The SCT provides us a theoretical basis for behavior analysis of components in the form of formal language or automaton. The SCT has its limitation in modelling large-scale structured discrete event systems. The automaton just represents the behavior aspect of the system and the relationship between the components, the interfaces or interaction can hardly be recognized. To model a discrete event system by SCT, system designers should focus on abstract the system into the key elements in SCT such as state, event, alphabet, transition or automata composition etc. The abilities of system engineers to utilize SCT for modelling system can be more or less limited. On the other hand, from the view of the global developing, the design of controller is just one step of the whole process. From requirement analysis to the implementation, SCT is not enough to organize the whole project.

The model-based system modeling language gives us the opportunity to deal with the problem above, by which designers can pay more attention to the system developing process. Some researchers contributed the object-oriented model. Puro and Vaishnavi [13] proposed an ordered set with three elements (E, A, M) to represent an object-oriented model. Chidamber and Kemerer define a formal object-oriented model describing the system [14]. Huang extend the modeling method based on SysML and proposed to use SysML to

model a system to be simulated and to support the automatic generation of simulation models [15]. All the contributions above mainly study on the modeling approaches, but there is few research related to the combination of SCT and SysML.

In my proposition, we contribute to model discrete event system by combining SCT and SysML. We define the general SysML models of SCT. The SysML model definitions are not to precise all the details of SCT model, but to give the structural and semantic equivalence. Besides, we also propose application architecture based on the SysML - a new rapid modeling approach. The new modeling approach is aimed to model a DES and realize an automatic supervisor synthesis by standard model templates. An example will be given at the last of the report.

## II. PRELIMINARIES

### A. Supervisory Control Theory

In SCT framework, we regard the uncontrolled systems as plant and synthesize a supervisor to ensure the control actions of the plant according to the specifications. The supervisor makes sure the controlled system behaves within minimal limitations.

The behavior of a plant can be denoted as an automaton  $G$  such that  $G = (X, \Sigma, \delta, x_0, X_m)$ , where  $X$  is the finite set of states;  $\Sigma$  is the alphabet of events;  $\delta: X \times \Sigma \rightarrow X: \delta(q, \sigma) = q'$  is the state transition function, which gives the next state  $q'$  after an event  $\sigma$  occurs at state  $q$ ;  $x_0 \in X$  is the initial state and  $X_m \subseteq X$  is the set of marked states. The generated language  $L(G) = \{s \in E^* : f(x_0, s) \text{ is define}\}$  represents the free behaviors of the plant and  $L_m(G) = \{s \in E^* : f(x_0, s) \in X_m\}$  the marked language represents the marked behaviors of the plant.

The composition of two automata can be defined as follow: Supposing there are two automata  $G = (X, \Sigma, \delta, x_0, X_m)$  and  $H = (Y, \Delta, \varphi, y_0, Y_m)$ , the composition of  $G$  and  $H$  is:

$$G \times H = Ac(X \times Y, \Sigma \cup \Delta, \tau, (x_0, y_0), X_0 \times Y_0) \quad (1)$$

Where,

$$\tau = \begin{cases} (x', y') & \text{if } (x, \sigma, x') \in \delta \cap (y, \sigma, y') \in \Delta \\ (x', y) & \text{if } (x, \sigma, x') \in \delta \cap (y, \sigma, y') \notin \Delta \\ (x, y') & \text{if } (x, \sigma, x') \notin \delta \cap (y, \sigma, y') \in \Delta \\ \text{undefined} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

Giving a specification  $H$  and a plant  $G$ , the supervisor on  $G$  with regard to  $H$  is  $G \times H$ . We denote  $\Sigma = \Sigma_{uc} \cup \Sigma_c$ , where  $\Sigma_{uc}$  is the uncontrollable event subset is and  $\Sigma_c$  is the controllable event subset;  $\bar{K} = L(G \times H)$  is the generated language of controlled system.  $K$  is controllable if and only if  $\bar{K}\Sigma_{uc} \cap L(G) \subseteq \bar{K}$ . However,

if  $K$  is verified uncontrollable, an algorithm should be performed to compute the maximal permitted behavior [16]. Besides, the verification of observability and nonblocking should also be taken into consideration.

Different control strategies are proposed to overcome this state explosion problem. One article proposes the concept of modularity [17], which is extended to the concept of local modularity [10]. When local supervisors are modular, a globally nonblocking supervisory control is achieved. The coordinated distributed supervision was proposed by Su, in which, based on the abstraction automata algorithm, the nonblocking local supervisors can be synthesized.

### B. SysML

SysML is one of the graphic modeling languages for systems engineering applications, first proposed by Object Management Group (OMG) together with the International Council on Systems Engineering (INCOSE) in 2001 and adopted as a standard in May 2006 (<http://www.omg-sysml.org>). SysML is an extension of the subset of Unified Modeling Language (UML) with nine kinds of diagrams, by which SysML can represent systems and each component, as well as their behaviors and structures.

SysML has been widely put into application for modeling in system engineering. For example, an MBSE Challenge project was established to model a hypothetical FireSat satellite system to evaluate the suitability of SysML for describing space systems [18]. Another example is the requirement modeling of smart surface by SysML [19]. The great advantage of visualization and facility of modeling by SysML gives us the great opportunity to modeling the typical manufacturing system.

SysML consists of some basic elements and conniptions as follows:

(1) The Block elements: including block, part, interface, event, datatype, valuetype, unit, attribute and operation, etc.;

(2) The relations: association, directed association, aggregation, directed aggregation, dependency, generalization, satisfaction, conform, refinement, etc.;

(3) General elements: ports, flows, use case, requirement, allocation, extension, package, constraint, etc.;

(4) Diagrams: The diagrams represent the different views of the SysML models. SysML defines nine kinds of diagrams, as shown in Fig. 1. According to the taxonomy, these diagrams can be classified into several kinds: package diagram; requirement diagram; behavior diagram such as use case diagram, sequence diagram; parameter diagram and structure diagram such as BDD and IBD. With different combination of diagrams, we can describe all aspects of the system,

from structure to behaviors, or from requirements to implementation.

### III. THE SysML MODELING APPROACH OF SCT

The SysML models, which represent corresponding SCT models, should meet the following requirements:

- The SysML should clearly represent the three main elements of SCT: plant, specification and supervisor. All the three SCT elements are defined by SysML models and diagrams so that we can verify the semantic equivalence between them.
- The SysML model can deal with different system structure and control strategies such as centralized control and modular control.

The SysML models are not the “exact copy” from SCT model. However, the models are help to explain the system behavior and controller design by graphic description.

#### A. State machine meta-model and hypothesis

In SysML, a state machine diagram is made up of two basic elements: states and transitions. Fig. 2 shows the partial meta-model for state machine diagrams. State machine diagrams have a very rich syntax and thus the meta-model shown here omits some details. It is obviously that the state machine is “almost” the superset of the automaton in SCT semantically. However, there is one exception that SysML defines four kinds of real event: signal, recall event, time event and change event. On the other hand, the event in SCT is an abstracted conception of the real event.

To deal with the semantic inconsistency, we give a hypothesis before the model definition. We suppose that event in SCT can abstract all kinds of events in SysML. The advantage of the hypothesis is that all the state machine defined within the limitation of SCT subset are perfectly semantic equivalent to SCT automaton and can be directly transformed to automaton.

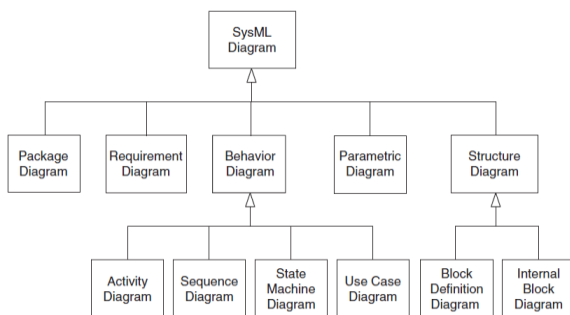


Fig.1. SysML diagram taxonomy

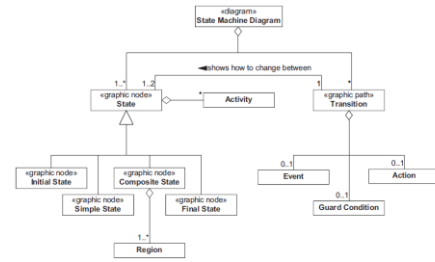


Fig.2. Partial meta-model for State machine

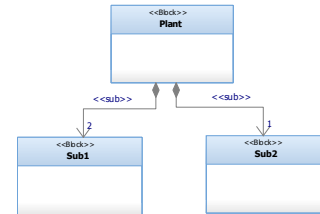


Fig.3. Model of plant and composition



Fig.4. Model of specification.

#### B. Model of plant

The plant can be defined in block definition diagrams (BDD) and state machine diagrams for representing structure and behavior respectively.

*Model definition 1:* A plant can be modeled by one block with a state machine within SCT subset limitation.

*Model definition 2:* The decomposition of a plant can be modeled by the relation “aggregation”.

*Description:* (1) For each plant to be modeled, there should be one corresponding block and a state machine representing the behavior of the block; (2) the system can be decomposed to several subsystems by the relation “aggregation” and stereotype “sub”. Each subsystem has its own state machine; (3) the event set between subsystems in one level has no intersection, denoted by  $\Sigma_{sub1} \cap \Sigma_{sub2} = \emptyset$ ; (4) the multiple of each subsystem is neglected for SCT model.

Fig.3 shows the graphic model of plant. Block “Plant” represents the uncontrolled system  $G = (X, \Sigma, \delta, x_0, X_m)$ . Two sub1 and one sub2 represent the subsystem  $g_1 = (X_1, \Sigma_1, \delta_1, x_{01}, X_{m1})$  and  $g_2 = (X_2, \Sigma_2, \delta_2, x_{02}, X_{m2})$ . By the definition 1, we can conclude that according to the model in Fig. 3, global system can be composed by subsystems, denoted by  $G = g_1 \times g_2$ . The algorithm is given in Section II.

#### C. Model of specification

The specification is a typical conception in SCT. The corresponding model in SysML is the requirement diagram.

*Model definition 3:* A specification should be one block, to which one or several requirements satisfy.

*Description:* (1) The specification can be represented in different ways such as diagrams or textual description. However, one specification must represent a “real” specification in SCT; (2) the structure of requirements won’t have effect on the specifications.

Fig. 4 shows the basic SysML model of specification. A dependency with stereotype “satisfy” connects the requirement and specification. The specification can be all SysML model such as activity diagrams or another textual requirement.

#### D. Model of supervisor

*Model definition 4:* The supervisory control can be modelled by a block “supervisor” with relation “control”.

*Description:* (1) The relation “control” has a direct from supervisor to the plant; (2) one end of relation “control” is the controller and the other end is the plant to be controlled; (3) supervisor can also be decomposed to model different control structure. (4) Each supervisor should contain one or several specifications.

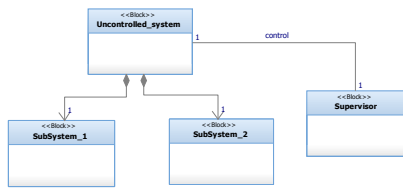


Fig. 5. Supervisor control model (1)

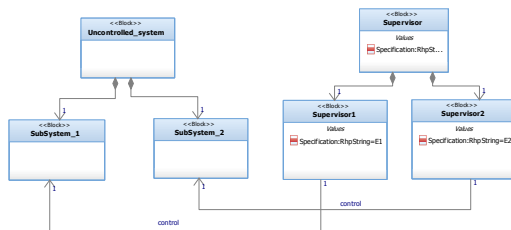


Fig. 6. Supervisor control model (2)

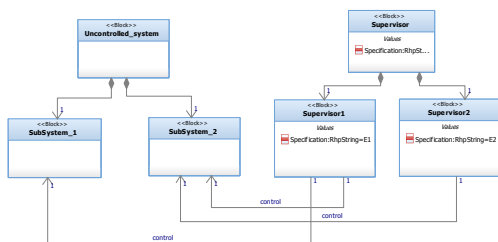


Fig. 7. Supervisor control model (3)

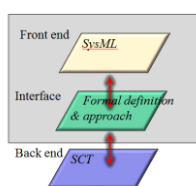


Fig. 8. Schema of the Three-level model

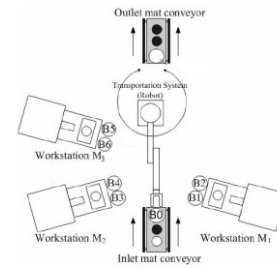


Fig. 9. Schematic of the production line to be studied

Fig. 5 shows the case of centralized control, where the supervisor directly control the global plant. Fig. 6 and Fig. 7 show the modular control. The difference between these two cases is that the alphabet of specification in local supervisor is different. The alphabet of specification local supervisor in Fig. 6 is just the subset of one single sub-plant while the count part in Fig. 7 involves several sub-plants. When we denote them by formalism, the models are shown as follows:

Model (2):

$$S_1 \rightarrow g_1 \times H_1 \quad S_2 \rightarrow g_2 \times H_2 \quad (3)$$

Model (3):

$$S_1 \rightarrow g_1 \times H_1 \quad S_2 \rightarrow g_2 \times H_1 \times H_2 \quad (4)$$

## IV. APPLICATION AND CASE STUDY

In this section, we propose an application architecture based on the SysML modeling of SCT. The application case is about the manufacturing system controller designing, where the designer can just focus on the system description without modeling the behaviors of the system himself. The technique is achieved by a three-level model template based on the prototype models. The model template is based on the previous SysML model and SCT model, but between them, we insert an additional transformation algorithm which is abstracted from the prototype model of real system. In each model template, there are three levels: the SCT model level, the interface model level and SCT model level, shown in Fig. 8. The SCT model is the automaton representing plant, specification and controller according to R-W theory; the SysML model is the correspondent template describing in SysML; and the formal model (interface model) is used to transform between SysML models and SCT models.

The case study includes the basic modeling of plant, specifications and the synthesis of supervisors. The studied system is cited and modified from [20].

### A. Description of the studied system

The system to be studied consists of a transfer line with three industrial workstations M1, M2 and M3 with two buffers of capacity of only one part respectively, as shown in Fig. 9. The system can process two types of part: Type A and Type B. The process plan defines that part Type A shall have an operation sequence by

workstation M1, M2 and M3 in the order; Part Type B is processed by M1 and M2 in the order. A robot can freely move from one buffer to another without specifications. In this example we don't concern about the behaviors of inlet and outlet conveyers of the system.

### B. Prototype

According to the case studies of [21], [22], [23], [24], the basic components which can compose a manufacturing system under supervisory control at the lower limit are machines, buffers, transportation system and supervisors. Besides, the processing procedures can be considered as specifications and safety requirements. According to SCT, the basic model prototypes must contain the three kinds of prototype: plant, specification and supervisor. The prototypes are constructed by the main logic and method of abstracting the typical manufacturing system components.

All the workstation can process a series types of part can be abstracted into machine, for example, a drilling machine, an assembling station, etc. The SCT prototype can be defined as shown in Fig. 10(a). Different processing can be represented by state  $S_i$  in the automaton. The events of starting processing  $a_i$  and finishing processing  $f_i$  trigger the transitions for each state. According to the paradigm of [20], the starting events are defined as controllable events and the finished events are defined as uncontrollable. Besides, a machine can also be extended to a machine with failure treatment, shown in Fig. 10(b). The prototype can simulate the behavior of a machine to which happens an unexpected failure and waiting for maintenance.

Buffer can temporarily store several parts between workstations. Buffer is usually regarded as specification in SCT. The prototype of stock buffer is shown in Fig. 11.

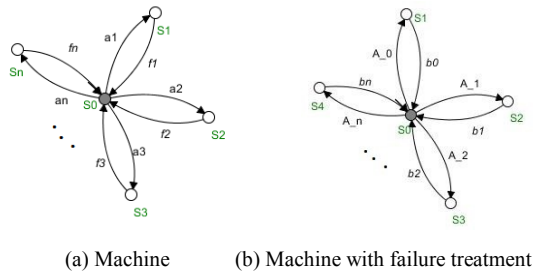


Fig.10. Prototype of machine.

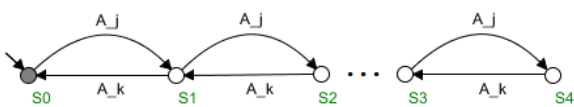


Fig.11. Example of SCT prototype of buffer

### C. Three-level model template

In SysML level, the SysML model is the correspondent model template representing the system element based on SysML. According to the three kinds of prototypes, all the typical manufacturing system element models can be generalized from three stereotypes, shown in Fig. 12.

The SysML model is used to define the inputs of system attributes: the structure, the relation between the components, the parameters and the requirements, etc. In the three-level model, it can be considered as the input module. All the necessary information should be defined in SysML model. The SysML model should be in the form of template in order to meet the requirement of rapid modeling.

The SysML models are constructed based on the prototypes of manufacturing system. The key attributes of a real component are extracted and a SCT model of it can be transformed by these attributes. That means the attributes can be mapped to all the five elements of 5-tuple formalism.

All SysML models should be presented in several SysML diagrams for describing the system structures and requirements. SysML provides us nine kinds of diagrams. Not all the diagrams must be used for modeling, but the diagrams should be interpreted by the three-level model semantically.

The interface formal model is the core of the three-level model. The function of it is to define the transformation specifications from SysML model to SCT model. The interface model can be formalized by a three-tuple:

$$MI = (\mathcal{A}_s, A_{RW}, \mathcal{F}) \quad (5)$$

Where,  $MI$  is denoted as formal model of each corresponding SysML model;  $\mathcal{A}_s$  is the abstract data type (ADT) which saves all the input information of the element from SysML model;  $A_{RW} = (X, \Sigma, \delta, x_0, X_m)$  is five tuple of the corresponding SCT formalism;  $\mathcal{F}$  is denoted as the set of transformation algorithms from  $\mathcal{A}_s$  to  $A_{RW}$ .

ADT  $\mathcal{A}_s$  consists of two parts: data and operation. The data part stores the input information by data structure. The task of operations is pre-treatment of data  $\mathcal{A}_s$  before transformation. For example, if the input data have default value, there should be operations to fill in the appropriate data.  $\mathcal{F}$  is the function set mapping  $\mathcal{A}_s$  to  $A_{RW}$ .  $\mathcal{F}$  should make sure that all the data in can be correctly transformed to  $A_{RW}$ .

For example, in Data part of  $\mathcal{A}_s$  of machine, the stereotype of model is stored so as to clarify the SCT model type when transforming. Part\_Par are the key information for transformation. In operation part, the function Default value definition ( ) is to fill in the default values automatically and Type number count ( )

is to pre-process the additional parameter for transformation.

The function set  $\mathcal{F}$  in model  $MI$  is the method set which is to transform  $\mathcal{S}_s$  to SCT formalism  $A_{RW}$ . The nature of the transformation is mapping the parameters given by  $\mathcal{S}_s$  to parameter in  $A_{RW}$  denoted by  $\mathcal{F} : \mathcal{S}_s \rightarrow A_{RW}$ .

$\mathcal{F}$  of machine can be defined as follows:

- Automaton Type = *plant*;
- $X = \{0, 1, 2, \dots, n\}$ ,  $n$  is the number of part type;
- $\Sigma = \{\text{Set of InEvent}\} \cup \{\text{Set of OutEvent}\}$ ;
- $\delta = \{(0, p, n) \mid p = \text{Part\_Par}[n].\text{InEvent}, n=1, 2, \dots, n\}$   
 $\cup \{(n, q, 0) \mid q = \text{Part\_Par}[n].\text{OutEvent}, n=1, 2, \dots, n\}$ ;
- $x_0 = \{0\}$ ,  $X_m = \{0\}$ .

SCT model is the output computation core of three-level model. It is encapsulated in the other two models. The SCT model can be obtained directly from because it is the formal model of SCT. In this level, the form of model is an automaton. Based on the R-W theory, the final result of supervisor synthesis can be computed when all the plants and specifications have been built.

**D. System Modeling**

A BDD is used to give the system definition. Each of the components is defined by an individual model template, as shown in Fig. 13. Three machines, eight buffers, a robot and a supervisor represent the real components in the system.

Another BDD and two activity diagrams are used to define the processing procedures of part type A and type B, shown in Fig. 14. The parameters in the model are set according to the real system. If the user do not concern about the name of event, all the event parameters are set default values. The capacity of Buffer is set 1. Control Strategy is set centralized control.

The above modeling process should be done by the model template user, and the following process is performed automatically by the model itself.

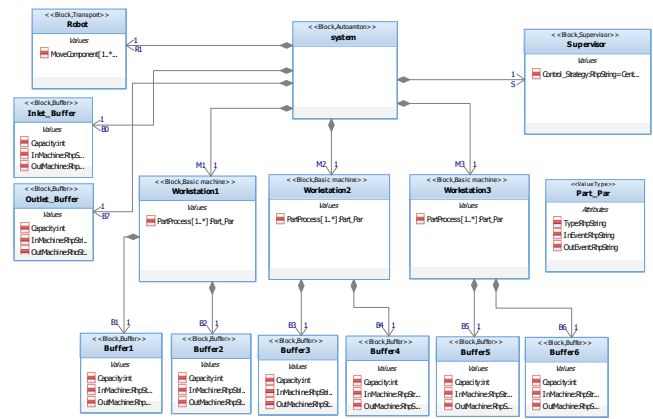
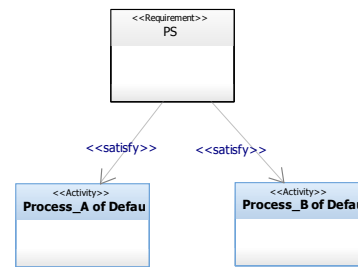
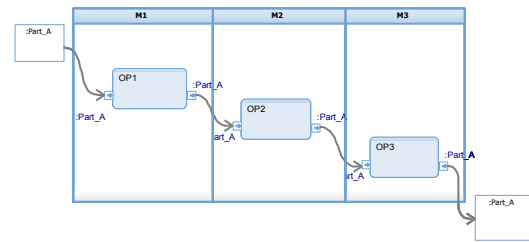


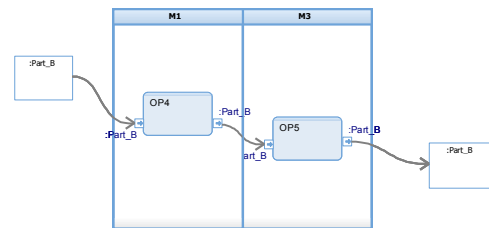
Fig.13. System structure



(a) Definition of Processing procedure



(b) Processing\_A



(c) Processing\_B

Fig.14. Processing procedure

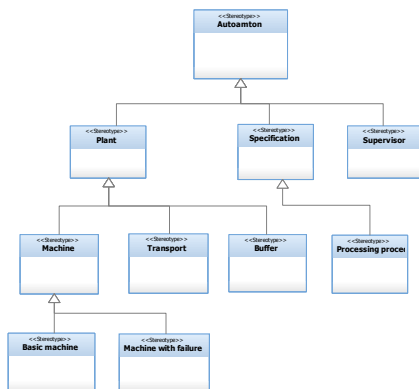


Fig.12. Stereotype structure

**E. Computation Result**

The SCT models are obtained by  $A_{RW}$ . According to the algorithms of three-level model, we can transform models to automata representing DES formalism and the result of computation is shown from Fig. 15 to Fig. 19.

The computation of supervisor synthesis can be performed by Supremica. In this case we use centralized control strategy. We set the parameter of supervisor as “centralized control”.

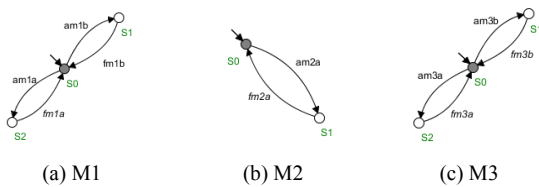


Fig. 15. Automata of Machine

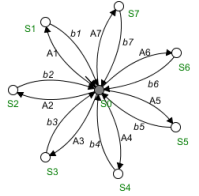


Fig. 16. Automaton of robot

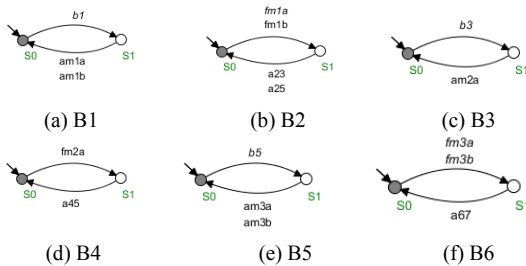


Fig. 17. Automata of buffer

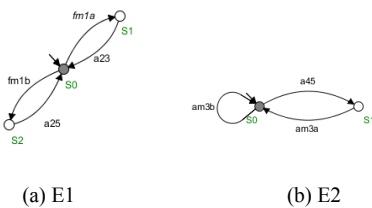


Fig. 18. Automata of processing specification

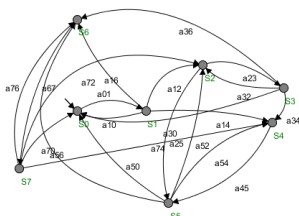


Fig. 19. Automata of robot behavior constraint, E3

## V. CONCLUSION AND FUTUR WORK

In this report, the main progresses of the PhD project are presented. In order to deal with the modeling problem of SCT, we propose a new modeling approach by combining SysML with SCT. The SysML model can be divided into three main aspects according to the SCT elements: plant, specification and supervisor. Based on the proposed model, we also propose the application based on the SysML - a new rapid modeling approach. In the specified domain, the models can be automatically transformed and computed.

In the future work, we will extend the model to a larger scale. The SysML models we have defined are based on the basic automaton in SCT. However, there

are several extension automaton based on the basic one. Some of them are more efficient such as extended automaton with variables. Secondly, the work above is the first step in the project. In the second part of the project, we will focus on the implementation of SCT. The work is to deal with the transformation from SCT to SysML model for implementation. Besides, we will also give a standardized global SysML modeling approach to fulfill the systematic design for requirement analysis to implementations.

## REFERENCES

- [1] P. J. Ramadge and W. M. Wonham, "Supervision of discrete event processes," in Proc. 21st IEEE Conference on Decision and Control, Orlando, FL, USA, September 1982, pp. 1228-1229.
- [2] F. Lin and W. M. Wonham, "On observability of discrete event systems. Information Sciences," vol. 44, no. 3, pp. 173-198, 1988.
- [3] P. J. Ramadge and W. M. Wonham, "Supervisory control of a class of discrete event processes," SIAM J. Control and Optimization, vol. 25, no. 1, pp. 206-230, Jan. 1987.
- [4] P. J. Ramadge, and W. M. Wonham, "The control of discrete event systems," Proc. of IEEE, vol. 77, no. 1, pp. 81-98, 1989.
- [5] R. Cieslak, C. Desclaux, A. Fawaz and P. Varaiya, "Supervisory control of discrete-event processes with partial observations," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 33, no. 3, pp. 249-260, 1988.
- [6] R. D. Brandt, V. Garg, R. Kumar, F. Lin, S. I. Marcus, and W. M. Wonham, "Formulas for calculating supremal controllable and normal sublanguages," Systems & Control Letters, vol. 15, no.2, pp. 111-117, 1990.
- [7] S. Lafortune and E. Chen, "The infimal closed controllable superlanguage and its application in supervisory control," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 35, no. 4, pp. 398-405, 1990.
- [8] R. G. Qiu and S. B. Joshi, "A structured adaptive supervisory control methodology for modeling the control of a discrete event manufacturing system," IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics-Part A: System and Humans, vol. 29, no. 6, pp. 573-586, Nov. 1999.
- [9] W. M. Wonham and P. J. Ramadge, "Modular supervisory control of discrete event systems," Maths. Control, Signals Syst., vol. 1, no. 1, pp. 13-30, Feb. 1988.
- [10] M. H. de Queiroz and J. E. R. Cury, "Modular supervisory control of composed system," Proc. 19th Amer. Control Conf., pp. 4051-4055, Jun. 2000.
- [11] R. Su, J. H. van Schuppen and J. E. Rooda, "Model Abstraction of Nondeterministic Finite-State Automata in Supervisor Synthesis," in IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 55, no. 11, pp. 2527-2541, Nov. 2010.
- [12] R. Su, J. H. van Schuppen and J. E. Rooda,

- “Aggregative Synthesis of Distributed Supervisors Based on Automaton Abstraction,” in IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 55, no. 7, pp. 1627-1640, July 2010.
- [13] S. Puro and V. Vaishnavi, “Product metrics for object-oriented systems,” ACM Computing Surveys, vol. 35, no. 2, pp. 191-221, 2003.
- [14] S. R. Chidamber and C. F. Kemerer, “A metrics for object oriented design,” IEEE transactions on software engineering, vol. 20, no. 6, pp. 476-493, June 1994.
- [15] E. Huang, R. Ramamurthy and L. F. McGinnis, “System and simulation modeling using SYSML,” 2007 Winter Simulation Conference, Washington, DC, 2007, pp. 796-803.
- [16] C. Cassandras and S. Lafortune, “Introduction to Discrete Event Systems,” Springer, 2nd edition, 2007.
- [17] W. M. Wonham and P. J. Ramadge. Modular supervisory control of discrete event systems. Maths. Control, Signals Syst., vol. 1, no. 1, pp. 13-30, 1988.
- [18] S. C. Spangelo et al., “Applying Model Based Systems Engineering (MBSE) to a standard CubeSat,” 2012 IEEE Aerospace Conference, Big Sky, MT, 2012, pp. 1-20.
- [19] A. Giorgetti, A. Hammad and B. Tatibouët, “Using SysML for Smart Surface Modeling,” 2010 First Workshop on Hardware and Software Implementation and Control of Distributed MEMS, Besan, TBD, France, 2010, pp. 100-107.
- [20] M. H. de Queiroz and J. E. R. Cury, “Synthesis and implementation of local modular supervisory control for a manufacturing cell,” Proc. 6th Workshop Discrete Event Syst., pp. 377-382, 2002.
- [21] D. B. Silva, A. D. Vieira, E. A. P. Santos and M. A. B. de Paula, “Application of the supervisory control theory to automated systems of multi-product manufacturing,” 2007 IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (EFTA 2007), Patras, 2007, pp. 689-696.
- [22] A. B. Leal, D. L. L. da Cruz and M. S. Hounsell, “PLC-based implementation of local modular supervisory control for manufacturing systems,” Faieza Abdul Aziz (Ed.), Manufacturing System 1ed., 2012, pp. 159-182.
- [23] M. H. de Queiroz, J. E. R. Cury, “Modular Supervisory Control of Large Scale DiscreteEvent Systems,” Proc. Int. Workshop Discrete Event Syst. Anal. Control, pp. 103-110, 2000.
- [24] Y. G. Silva. “Formal synthesis, simulation and automatic code generation of supervisory control for a manufacturing cell,” Proc. of the 20th International Congress of Mechanical Engineering, Gramado, Brazil, vol. 4, pp.418-426, 2009.



# Scheduling synthesis based on time-optimized Automata

Mahya RAHIMI

Eric NIEL, Emil DUMITRESCU

Date effective de début du travail : 01/12/2014

Financement de la rémunération du doctorant : Bourse privée iranienne

**Résumé**— L'objectif de cette thèse est de développer une approche efficace pour modéliser et résoudre un problème d'ordonnancement de partage multi-ressources par automates pondérés. A cet effet, un modèle efficace et une approche de résolution seront mis au point pour le problème d'ordonnancement de partage multi-ressources par automates weighted et automates temporisés.

**Abstract**— The objective of this thesis is to develop an efficient approach to model and solve a multi-resource sharing scheduling problem using weighted automata. For this purpose, an efficient model and solving approach will be developed for multi-resource sharing scheduling problem by weighted automata and timed automata.

## I. INTRODUCTION

A classical scheduling problem is defined as identifying the starting and the ending times of tasks using specific resources and under pre-defined constraints. The main objective of the traditional scheduling is the time minimization. This problem is split in different classifications such as single machine scheduling, identical, uniform, unrelated and dedicated parallel machine scheduling, and open shop, flow shop and job shop scheduling [1]. In most of these problems, researchers consider that only one resource is assigned to each task. While in some application domains, it is essential to assign more than one resource to each task. These resources can be composed of machines, dies, pipes, fixtures, guided vehicles, industrial robots, tools or even multi-skilled workforces [2], [3]. For instance, K. Quintero [4] schedule tasks in a pipeline network which is constructed of a number of pipes and valves. A liquid transfer can be carried out through a temporary alignment in the network by opening the valves in the alignment and closing all adjacent ones in order to isolate it from the rest of the network. Despite the importance and various application of multi-resource sharing, few researchers have integrated this issue in scheduling problems.

The lack of sufficient study on this issue could be explained due to increase in the complexity of the problem by taking into account multi-resource sharing criteria. In fact, by adding multi-resource sharing criteria to the problem, it will be converted to an NP-hard problem [5], [6]. Therefore, multi-resource sharing scheduling problem should be solved in a manner that

prevents rate of computational time to become exponential.

Most of the researchers use mathematical modeling approaches to model and solve scheduling problems; while intricacy of these methods has made them only accessible to mathematicians. Whereas, modeling these problems by automata theory and formal verification approaches is more understandable and easier to be handled by decision maker. Its reason is expressiveness of sequences and relations between tasks managed by automata. Furthermore, automata theory is a more appropriate and natural approach for scheduling problems, since the models are robust against changes in the parameter setting and in the problem specification [7].

To the best of our knowledge, a few studies have successfully used timed automata and verification approaches for addressing scheduling problems; yet none of them take into account the multi-resource sharing aspect [7]–[11]. As explained later, it is more abstract and simple to model the problem by weighted automata rather than timed automata. Some researchers have proposed synchronous products for weighted automata that can be applied to scheduling problems. Disadvantages of these products are either being so complex or not illustrating simultaneous execution of tasks [4], [12], [13]. On the other hand, it is not possible to do scheduling without making synchronous product of automata. Hence, it is more applicable to model the problem by weighted automata and then translate it automatically to timed automata which is implementable in a verification tool. This procedure enables automatic scheduling of tasks.

In addition to the mentioned disadvantages, these studies haven't considered some important concepts such as uncontrollability and risk premium in their proposed synchronous product.

According to the enumerated issues, the main objective of this thesis is to develop an efficient approach to model and solve a multi-resource sharing scheduling problem using weighted automata. In order to reach this objective, the following steps will be followed:

- Proposing an efficient model and solving approach for multi-resource sharing scheduling problem by weighted automata and timed automata

- Proposing a new synchronous product for weighted automata which is compatible with multi-resource sharing scheduling problems to solve the problem more efficiently
- Integrating concepts of uncontrollability and risk premium in the model.

So far, the first part is done completely and the synchronous product and integrating uncontrollability concepts still needs some works to be finished. The concept of risk premium will be accomplished in the future. Hence, in this report, the presented work progress is related to the first step. To this regard, the remainder of this report is organized as follows. A detailed problem description is given in section II. In section III and IV, the proposed model and solving approach is detailed. The results are presented in section V, while section VI is devoted to the conclusion.

## II. PROBLEM DESCRIPTION

In the context of this work, various conflicting tasks should be scheduled according to the following constraints:

1. Task preemption or cancellation is not allowed, i.e. once they are started, they cannot be canceled and should be processed until completion.
2. There is no precedence constraints between tasks.
3. Tasks will be performed in parallel when there is no conflict between them.
4. Resources are pre-allocated to tasks.
5. Each resource can be used to execute only one task at the same time, but a task may need more than one resource at the same time to be performed.
6. Resources are reliable and don't breakdown, but they are subject to preventive maintenance which should be defined as a task.

Therefore the aim of this problem is to find a schedule of minimum duration, for executing all the tasks just once, by assigning a start time to each task.

## III. PROBLEM MODELING

### A. General principle of modeling procedure

The scheduling problem statement needs to capture four behavioral features: task triggering, simultaneity, mutual exclusion and timing. For this purpose, a semi-formal model based on Weighted Automata (WA) is proposed. Inspired from the (max, +) automata formalism, they offer an intuitive way of modeling the behavioral features mentioned above. Thus, scheduling problems considered in this work are defined as collections of WAs. The actual scheduling should comply with the WA problem statement. Yet, the semantics of WAs is partially defined so far. However, the scheduling approach proposed claims an accurate scheduling, produced formally, by using the proof counterexample feature of the model checking

technology, and in particular the *timed model checking*. To this end, each WA of the problem statement is systematically refined into a Timed Automaton (TA), according to specific rules defined in the sequel. The resulting model is directly usable by a timed model checking tool. These steps are detailed below.

*B. Step1: Problem statement by weighted automata*  
*Definition (scheduling problem):* A scheduling problem statement  $S = (T, E, Dyn, d)$  consists of a set  $T = \{t_i | i = 1, \dots, N\}$  of tasks where  $|T| = N$ , a set of mutual exclusion constraint  $E \subseteq 2^T$ , a duration function  $d: T \rightarrow \mathbb{R}_{\geq 0}$  assigning durations to tasks and  $Dyn = G_l^k \cup G_p$  of dynamic models such that  $G_l^k \cap G_p = \emptyset$ . Each model  $G$  of  $Dyn$  is a weighted automaton defined as

$$G = (Q, q_0, T, f, d, q_m)$$

where  $Q$  is the set of states,  $q_0 \in Q$  is the initial state,  $T$  is the set of tasks,  $d: T \rightarrow \mathbb{R}_{\geq 0}$  assigns a duration to every task,  $q_m \in Q$  is the marked state and  $f: Q \times T \times \mathbb{R}_{\geq 0} \rightarrow Q$  is the transition function.  $G_l^k$  denotes the set of task-launcher automata. They are modeled for triggering each task to a pre-specified number of times.  $G_p$  denotes the set of precedence constraints among tasks. This set could be empty.

Hence, to model the proposed problem, three groups of automata should be defined; a group of automata for modeling mutual exclusion between tasks, a group of automata for launching each task for a pre-specified number of times and a group of automata which defines precedence relationships for performing tasks. In the sequel, the formal models of the three groups of automata are defined.

### 1) Mutual exclusion automata

Each mutual exclusion requirement is specified by a set  $TM$  of tasks that are pairwise forbidden to run simultaneously. A natural way to model this requirement is a single state automaton featuring one self-loop transition for each task. This model allows all the potential sequences of tasks among  $TM$  and prevents two or more tasks of  $TM$  to be executed simultaneously.

*Definition (formal model of mutual exclusion automata):* A Mutual Exclusion (ME) automata is a WA defined as  $ME = (\{q_0\}, \{q_0\}, TM, f_{me}, d, \{q_0\})$  where  $q_0 \in Q$  is the only state which is both initial and marked state,  $TM \in E$  is a set of tasks among which there is mutual exclusion,  $d: TM \rightarrow \mathbb{R}_{\geq 0}$  assigns a duration to each task in the set  $TM$  and  $f_{me}: \{q_0\} \times TM \times \mathbb{R}_{\geq 0} \rightarrow \{q_0\}$  is the transition function where  $\forall t \in TM, q_0 = f_{me}(q_0, t, D(t))$ .

Figure 1 shows the generic pattern of mutual exclusion automaton. In this figure,  $a$  represents the name of task and  $d(a)$  denotes the duration of task  $a$ . For any scheduling problem statement, the number of mutual exclusion automata is equal to the number of sets of mutual exclusions among tasks.

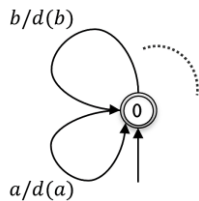


Figure 1. Modeling pattern of weighted mutual exclusion automaton

Multi-resource conflict creates a special kind of task assignment to automata. This conflict is such that some tasks are common among two or more ME automata. In the rest of the paper, this kind of tasks are named common task. Conversely, those that occur in just one ME automaton are named individual tasks.

### 2) Task launcher automata

This WA model specifies how many times each task should be triggered within the desired scheduling.

*Definition (formal model of task-launcher automata):* A task-launcher automaton  $T_l^k$  is a WA while triggers task  $t$  for  $k$  times. It is an element of  $G_l^k$  defined as  $T_l^k = (Q_l, \{q_{0l}\}, \{t\}, f_l, d, \{q_m\})$  in which  $T_l^k$  is a task launcher automata that launches task  $t$ ,  $k$  times,  $|T_l^k| = |T|$ ,  $Q_l$  is the set of states,  $q_{0l} \in Q$  is the initial state,  $t \in T$  is the task to be launched,  $d: \{t\} \rightarrow \mathbb{R}_{\geq 0}$  assigns a duration to the task  $t$ ,  $q_m \in Q$  is the marked state and  $f_l: Q_l \times \{t\} \times \{0\} \rightarrow Q_l$  is the transition function where  $q' = f_l(q, t, 0)$ ,  $q, q' \in Q$ . The following relations also hold:  $\forall k \in \mathbb{N}, \underbrace{(f_l \circ \dots \circ f_l)}_{k \text{ times}}(q_0, t, 0) = q_m$  (1)

$$\forall i, j \leq k - 1, i \neq j, \underbrace{(f_l \circ \dots \circ f_l)}_{i \text{ times}}(q_0, t, 0) \neq \underbrace{(f_l \circ \dots \circ f_l)}_{j \text{ times}}(q_0, t, 0) \quad (2)$$

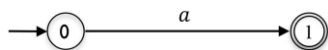


Figure 2. Modeling pattern of weighted task-launcher automaton for  $k = 1$

Figure 2 represents the generic pattern of task-launcher automaton. A scheduling problem with  $N$  tasks, would contain  $N$  task-launcher automata.

### 3) Task precedence automata

In the proposed problem, two types of precedence requirements can be modeled; precedence of tasks starting time (triggering precedence) or precedence of the entire tasks (completion precedence). In this model, precedence constraint between tasks are described as sequences of transitions that follow precedence rules.

*Definition (formal model of precedence automata):* A precedence automaton is a subset of  $Dyn$  automata set. This automata is defined generically as  $G_p = (Q_p, q_{0p}, TP, f_p, d, q_{mp})$  where  $Q_p$  is the set of states,  $q_{0p} \in Q$  is the initial state,  $TP \subseteq T$  is a set of tasks,  $d: TP \rightarrow \mathbb{R}_{\geq 0}$  assigns a duration to each task and  $q_{mp} \in Q$  is the marked state. The following is its transition function:

$$\begin{cases} f_s: Q_p \times TP \times \{0\} \rightarrow Q_p \\ f_e: Q_p \times TP \times \mathbb{R}_{\geq 0} \rightarrow Q_p \end{cases} \quad (3)$$

where  $f_s$  and  $f_e$  stand for the transition function of the precedence automata of the starting time and the entire time of tasks respectively. Furthermore  $q' = f_s(q, t, 0)$ ,  $q, q' \in Q$  and  $q' = f_e(q, t, d(t))$ ,  $q, q' \in Q, t \in TP$ . In addition, the following relation hold:

$$\forall i, j \leq k - 1, i \neq j, \underbrace{(f_s \circ \dots \circ f_s)}_{i \text{ times}}(q, t, 0) \neq \underbrace{(f_s \circ \dots \circ f_s)}_{j \text{ times}}(q, t, 0) \quad (4)$$

$$\forall i, j \leq k - 1, i \neq j, \underbrace{(f_e \circ \dots \circ f_e)}_{i \text{ times}}(q, t, d(t)) \neq \underbrace{(f_e \circ \dots \circ f_e)}_{j \text{ times}}(q, t, d(t)) \quad (5)$$

Figure 3 represents the generic pattern of precedence automaton for two types of precedence: triggering precedence (figure a) and completion precedence (figure b).

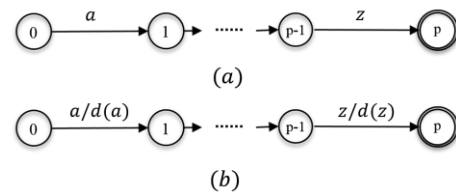


Figure 3. Modeling pattern of precedence automaton of triggering precedence (a) and completion precedence (b)

### C. Step2: Refining WA models to TA models

The refinement process relies on the following three rules:

#### 1) Converting transitions of the weighted automata model to timed automata

Transformation of weighted automata transitions proceeds following proposed rules:

*Rule i:* In a WA specification automata, if there exists a transition with duration, it will be converted as Figure 4:

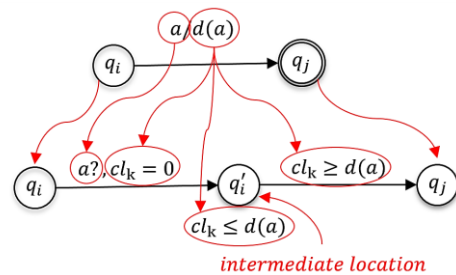


Figure 4. Conversion of a transition with duration from a specification WA to TA

As illustrated in the figure above, source and target locations are transformed without any change. However, the single task transition is converted to a double-task-transition. Thereby an intermediate location  $q'_i$  is added where the automaton should wait a duration of time equal to  $d(a)$ . To ensure this purpose, an invariant is assigned to  $q'_i$  which is defined by  $cl_k \leq d(a)$  and doesn't allow the automaton to stay more than  $d(a)$  time unites in  $q'_i$ . Furthermore, a guard defined by  $cl_k \geq d(a)$  is associated to the outgoing transition from  $q'_i$  to prevent changing the location before  $d(a)$  time unites. Moreover, label of the

transition is transformed to a receiving communication channel on the first transition. This transition will receive a communication signal from the plant automata and will be synchronized with its transition.

Besides, marked locations are not defined in timed automata. For this reason, reachability of converted marked locations should be verified afterwards.

*Rule ii:* In a specification automata, if there exists an instantaneous transition, it will be converted as follows:

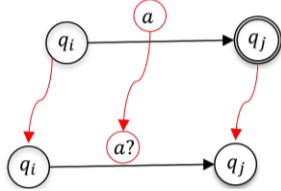


Figure 5. Conversion of an instantaneous transition from a specification WA to TA

As it can be seen in Figure 5, source and target locations are transformed without any changes. Whereas label of the transition is transformed to a receiving communication channel. Thereby, whenever this transition receives a communication signal from a plant automata, it will be executed.  $q_j$  should be verified as a reachable location as well.

*Rule iii:* Instantaneous transitions in a plant automaton will be converted as:

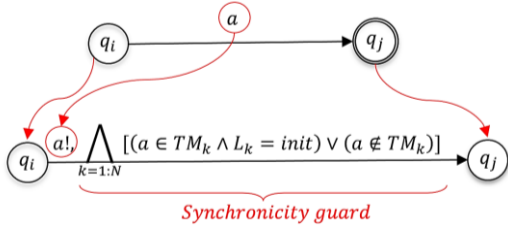


Figure 6. Conversion of a transition from a plant WA to TA

In this type of transition, source and target locations are transformed without any change. While as it is shown in Figure 6, label of the transition is transformed to a sending communication channel. This transition sends signals to specification automata to synchronize with their receiving transitions.

In weighted automata all transitions with the same label in different components synchronize together [13], [14]. Whereas, in converting WA to TA, transitions with durations in specification automata should be converted to two transitions. Hence, it should be ensured that in executing a task of a timed launcher automaton, all ME automata that share the same task are ready in initial location to synchronize their corresponding transitions. Therefore, the following guard is associated to the transition of plant automaton to verify this predicate;

$$\bigwedge_{k=1:N} [(a \in TM_k \wedge L_k = init) \vee (a \notin TM_k)] \quad (7)$$

where  $N$  is the number of mutual exclusion automata,  $a$  is the name of the task,  $TM_k$  is the set of tasks engaged in  $k$ th ME automaton and  $L_k$  is the current location of  $k$ th ME automaton.

As mentioned previously,  $q_j$  should be verified as a reachable location as well.

In the following WA models (ME, task-launcher and precedence automata) are converted to TA models applying proposed transition conversion rules.

### 2) Application of rules: Converting WA model of mutual exclusion automata to TA

The only location of the weighted automaton, i.e.  $q_0$ , is transformed to  $l_0$  and is remained as the initial location. Transitions are transformed by following rules expressed in previous section as well.

In Figure 7, modeling pattern of a converted ME automaton is depicted. As tasks are modeled as loops, after completing all the tasks, all mutual exclusion automata will reach their initial locations. Therefore, initial location is still a target location. In order to perform scheduling, reachability of initial locations of all ME automata should be verified. Figure 7 indicates that tasks  $\{a, b, c, \dots, z\}$  belong to the demonstrated automaton. Note that in timed automata initial location should be displayed by double circles.

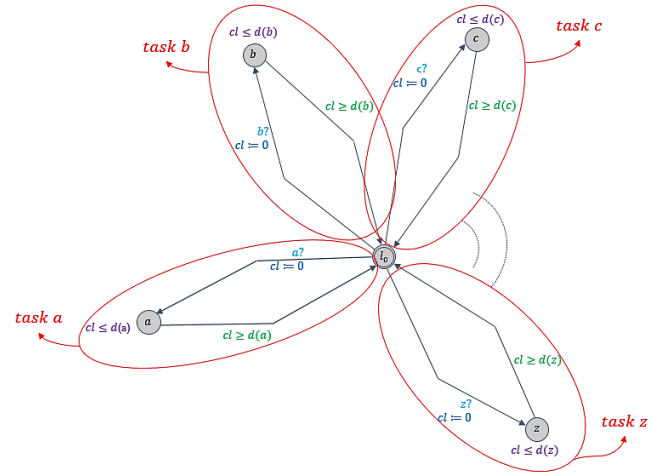


Figure 7. Modeling pattern of timed ME automaton

### 3) Converting WA model of task-launcher automata to TA

From the Figure 2 it can be noted that to compute the makespan of a system, every weighted task-launcher automaton should be composed of one single transition. This transition can be converted to timed automata following the explained rules. Figure 8 displays modeling pattern of a task-launcher automaton. This figure illustrates that when the launching signal of the task is sent, the automaton reaches location  $f$ . Hence, in order to make sure that a schedule is done, reachability of this location should be verified for all task-launcher automata.

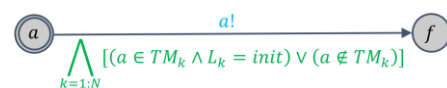


Figure 8. Modeling pattern of timed task-launcher automaton

### 4) Converting WA model of precedence automata to TA

The triggering precedence weighted automata is composed of instantaneous transitions so as to request starting of tasks in a specific precedence. By taking into

account presented conversion rules, the converted TA model could be obtained (Figure 9).



Figure 9. Modeling pattern of timed triggering precedence automaton

Completion precedence weighted automata is composed of transitions with durations. By following the first transformation rule of automata, timed automata pattern of this model could be obtained (Figure 10). From this figure it can be seen that tasks  $\{a, b, \dots, z\}$  belong to this set of precedence constraint. Two locations are assigned to each task. The first location is  $\bar{t}$  where the automaton waits for receiving signal  $t$  from the task-launcher automaton of task  $t$ . The second location is  $t$  where it waits  $d(t)$  time unites. By receiving signal  $t$ , clock is reset and the automaton reaches location  $t$ . After  $d(t)$  time unites, task  $a$  finishes and the automaton changes the location in order to wait for receiving launching signal from task-launcher automata of the next task. If the precedence is correctly followed, automaton will reach location  $f$ . This implies that while sending communication signal of every task by its task launcher automaton, precedence automaton should be at related  $\bar{t}$  location to be able to receive the signal.

#### IV. SOLVING APPROACH

In this section, an efficient solving approach is presented to solve timed automata models.

##### A. General principle of solving approach

In order to schedule by timed automata, a trajectory in the model should be found in which all the tasks are done. In other words, the scheduling problem is a formal verification problem to verify a property that guarantees all the tasks are done. In fact, this property is reachability to a set of locations where the condition to reach this set is to complete all the tasks. By verifying this property, a witnessing trajectory will be obtained that indicates an order of tasks and a makespan for doing all of them. A schedule with the minimum makespan could be attained by comparing the results of several iterations.

In the next section, the aforementioned property and the proposed procedure to find the minimal schedule are detailed.

##### B. Creating a schedule by model-checker

In the proposed algorithm, to find a schedule, UPPAAL is used as a model checker to explore the state space for determining if there is a trajectory through which all the tasks are done. For this purpose, a safety property will be verified by performing a reachability analysis. This analysis concerns reachability of all the ME automata to their initial locations and all task-launcher and

precedence automata to their final locations ( $f$ ). In TCTL language this property can be formalized as the following:

$$\exists \diamond ((\bigwedge_{1 \leq j \leq m} ME_j \cdot l_{0j}) \wedge (\bigwedge_{1 \leq i \leq n} task\_launcher_i \cdot f_i) \wedge (\bigwedge_{1 \leq k \leq p} Precedence_k \cdot f_k)) \quad (8)$$

where  $l_{0j}$  is the initial locations of ME automata, and  $f_i$  and  $f_k$  are final locations of task-launcher and precedence automata respectively. Generally  $\exists \diamond \beta$  means that some reachable states must satisfy  $\beta$  [15].

In this procedure, in each iteration, the defined safety property is verified. By verify the property, model checker issues a witnessing trajectory that corresponds to one of the possible schedules. The maximum value of clock in each witnessing trajectory is the makespan of the schedule. Different schedules could be generated randomly by means of *random depth first searching* method. The first schedule will be generated and selected as the optimal schedule. Its makespan will be also selected as the optimal makespan. By generating the second schedule, its makespan will be compared with the optimal schedule. If it was less than the optimal makespan, it will be selected as the new optimal makespan and its schedule will be selected as the new optimal schedule. To find the optimal schedule, several iterations will be done. The iterating procedure will be continued in a predetermined time by generating new schedules and comparing to the optimal schedule. After reaching the predetermined time as stop criteria, a suboptimal schedule will be obtained. A precise algorithm is proposed which is not mentioned in this document for the sake of shortness.

#### V. RESULTS

In this section, the efficiency and applicability of the proposed algorithm and models is shown. For this purpose, a number of problem instances are defined with different sizes that vary between 20 tasks in 5 automata to 220 tasks in 20 automata. Then, all the problem instances are solved applying the proposed solving approach. In this approach, number of iteration is fixed to 100, while it is observed that this number doesn't have any impact on the efficiency of the proposed algorithm. In order to show its efficiency, the obtaining results are compared to a similar previous study [16].

Figure 11 illustrates trend of calculation time against increasing number of tasks for three different number of ME automata. These tasks are individual or common between two automata. This figure shows that in the problems with fewer tasks, as the number of automata increases, computation time increases slightly. Whereas in problems with huge number of tasks, a small variation in number of automata causes a dramatic increase in computational time. In Figure 12,

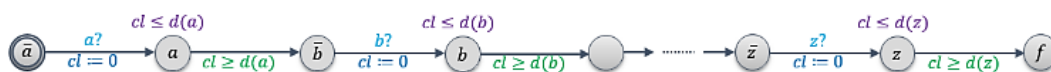


Figure 10. Modeling pattern of a timed completion precedence automaton

calculation time respecting to number of tasks for problems with 5 ME automata is demonstrated. In this figure, multiples curves demonstrate different types of task-sharing. In this figure it can be seen that in addition to the impact of variation in number of tasks on calculation time, increasing number of task-sharing causes a significant change in calculation time.

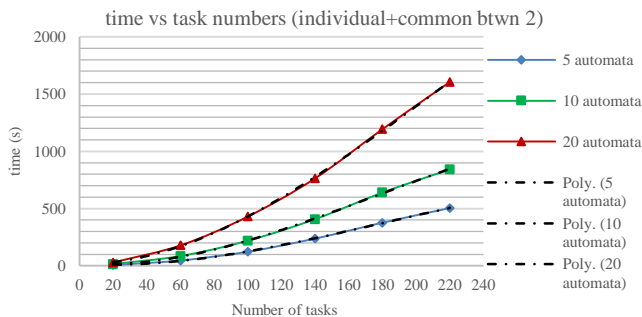


Figure 11. Calculation time vs number of tasks for individual tasks and common tasks between 2 automata

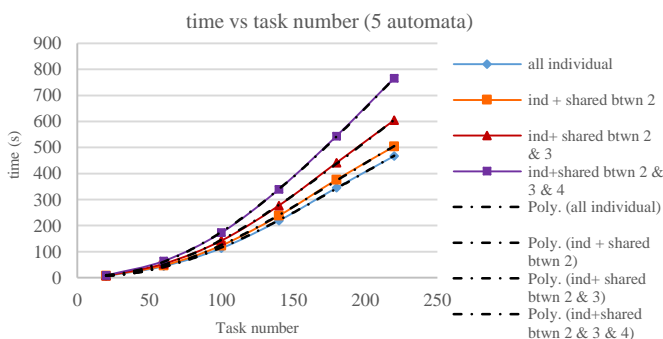


Figure 12. Calculation time vs number of tasks for 5 automata

Results show that trend of increments in computational time against increasing size of the problem follows a polynomial function. This trend is obtained by Excel software. Although, this type of problem is classified as an NP-hard problem which trend of its computational time against size of the problem is adopted to an exponential function [16]. In fact, the results show the efficiency of the proposed model and solving approach when enlarging the problem from small size to industrial size where the schedule can be obtained in a reasonable computational time.

## VI. CONCLUSION

This study presents a novel approach to model and solve multi-resource sharing scheduling problems through weighted and timed automata. Furthermore, it focuses on proposing an efficient solving approach to reach a sub-optimal schedule in a reasonable computational time for industrial size problems. For this purpose, a multi-resource sharing scheduling problem is modeled by weighted automata. Then, in order to obtain the schedule, proposed model is translated to timed automata to be implemented in UPPAAL as a verification tool. The results show that the proposed model and algorithm can be efficiently applied to industrial size with 220 tasks and 20 groups of task-conflicts in using various resources. In fact, time complexity of the proposed method is polynomial

which allows the decision maker to solve an industrial size problem in a reasonable time, while time complexity in previous methods are NP-hard.

In the future, a new synchronous product for weighted automata will be proposed which is compatible with multi-resource sharing scheduling problems to solve the problem more efficiently. Furthermore concepts of uncontrollability and risk premium will be integrated in the proposed problem.

## REFERENCES

- [1] G. I. Zobolas, C. D. Tarantilis, and G. Ioannou, "Exact, heuristic and meta-heuristic algorithms for solving shop scheduling problems," in *Metaheuristics for Scheduling in Industrial and Manufacturing Applications*, no. 2008, Springer, 2008, pp. 1–40.
- [2] M. Afzalirad and J. Rezaeian, "Resource-constrained unrelated parallel machine scheduling problem with sequence dependent setup times, precedence constraints and machine eligibility restrictions," *Comput. Ind. Eng.*, vol. 98, pp. 40–52, 2016.
- [3] C. Heimerl and R. Kolisch, "Scheduling and staffing multiple projects with a multi-skilled workforce," *OR Spectr.*, vol. 32, no. 2, pp. 343–368, 2010.
- [4] K. R. Quintero Garcia, "Optimisation d'alignements d'un réseau de pipelines basée sur les algèbres tropicales et les approches génétiques," Lyon, INSA, 2015.
- [5] E. B. Edis, C. Oguz, and I. Ozkarahan, "Parallel machine scheduling with additional resources: Notation, classification, models and solution methods," *Eur. J. Oper. Res.*, vol. 230, no. 3, pp. 449–463, 2013.
- [6] S. Hartmann and D. Briskorn, "A survey of variants and extensions of the resource-constrained project scheduling problem," *Eur. J. Oper. Res.*, vol. 207, no. 1, pp. 1–14, 2010.
- [7] Y. Abdeddaïm, E. Asarin, and O. Maler, "Scheduling with timed automata," *Theor. Comput. Sci.*, pp. 272–300, 2006.
- [8] G. Behrmann and E. Brinksma, "Production scheduling by reachability analysis—a case study," ... *19th IEEE Int.*, pp. 19–21, 2005.
- [9] P. Marangé, J.-F. Pétin, A. Manceaux, and D. Gouyon, "Contribution à la reconfiguration des systèmes de production: ordonnancement par recherche d'atteignabilité," *J. Eur. des Systèmes Autom.*, vol. 45, no. 1–3, pp. 45–60, Apr. 2011.
- [10] S. Panek, O. Stursberg, and S. Engell, "Efficient synthesis of production schedules by optimization of timed automata," *Control Eng. Pract.*, vol. 14, no. 10, pp. 1183–1197, 2006.
- [11] S. Subbiah and S. Engell, "Short-term scheduling of multi-product batch plants with sequence-dependent changeovers using timed automata models," *Comput. Aided Chem. Eng.*, vol. 28, no. C, pp. 1201–1206, 2010.
- [12] J. Komenda, S. Lahaye, and J. L. Boimond, "Le produit synchrone des automates (max,+)," *J. Eur. des Syst. Autom.*, vol. 43, no. 7–9, pp. 1033–1047, 2009.
- [13] S. Lahaye, J. Komenda, and J. L. Boimond, "Compositions of (max, +) automata," *Discret. Event Dyn. Syst. Theory Appl.*, vol. 25, no. 1–2, pp. 323–344, 2015.
- [14] C. Seatzu, M. Silva, J. H. Van Schuppen, and L. Landau, *Control of Discrete-Event Systems*, vol. 433, 1937.
- [15] K. G. Larsen, P. Pettersson, and W. Yi, "UPPAAL in a Nutshell," *Int. J. Softw. Tools Technol. Transf.*, vol. 1, no. 1–2, pp. 134–152, 1997.
- [16] E. B. Edis and I. Ozkarahan, "A combined integer/constraint programming approach to a resource-constrained parallel machine scheduling problem with machine eligibility restrictions," *Eng. Optim.*, vol. 43, no. 2, pp. 135–157, 2011.

# Approche SED pour le contrôle par supervision des systèmes HVDC basés sur des convertisseurs modulaires multiniveaux

Miguel ROMERO RODRIGUEZ

Eric Niel, Romain Delpoux, Laurent Piétrac, Abdelkrim Benchaib\*, Jing Dai\*

\*SuperGrid Institute SAS, BP 1321 - 21 rue Cyprien, 69611, Villeurbanne CEDEX, France

Date effective de début du travail: 05/10/2015

Financement de la rémunération du doctorant: SuperGrid Institute

**Résumé**—La production croissante d'énergie renouvelable est en train de changer l'avenir des systèmes de transmission de puissance. Au cours des dernières années, les technologies à courant continu haute tension (CCHT) basées sur les convertisseurs modulaires multiniveaux (MMC) sont défendues par l'industrie et le milieu universitaire comme une solution pour une intégration efficace des énergies renouvelables dans les réseaux électriques. Des stratégies de contrôle plus rapides et plus complexes seront nécessaires dans ce domaine qui dépend aujourd'hui de la décision humaine. Ce travail propose une approche Système à Événements Discrets (SED) pour gérer les réponses de contrôle à déployer dans de tels systèmes. Basée sur la modélisation SED et la théorie de contrôle par supervision (TCS), une méthode pour développer un contrôle par supervision pour les systèmes HVDC, qui met l'accent sur les actions locales et limite le nombre d'événements à communiquer est proposée dans ce travail.

**Abstract**—The growth of renewable energy production is changing the future of power transmission systems. In recent years, High-Voltage Direct Current (HVDC) technologies based on Modular Multilevel Converters (MMC) are embraced by industry and academia as a solution for the efficient integration of renewable energies into electrical grids. Faster and more complex control strategies will be needed in this domain which nowadays relies heavily on human decision. This work proposes a Discrete Event System (DES) approach to manage the control responses to deploy in an HVDC grid. Based on DES modelling and Supervisory Control Theory (SCT), a method for developing a supervisory control for HVDC systems, which focuses on local actions and limits the number of events to be communicated is proposed.

## I. INTRODUCTION

### A. Contexte

L'intégration des sources d'énergie renouvelable aux réseaux électriques existants est une question clé dans le domaine du transport d'énergie. De nombreux chercheurs du milieu universitaire et de l'industrie proposent un réseau de transmission à courant continu haute tension (CCHT ou HVDC en anglais) pour amener l'énergie des sources d'énergie éloignées aux centres de consommation. En effet, l'influence de la distance sur les pertes est beaucoup plus faible dans la technologie HVDC que sur les réseaux à courant alternatif (AC), car il n'y a pas de puissance réactive transmise qui diminue la capacité de transfert de puissance active. Ainsi, un réseau basé sur des liaisons longue distance pourrait lisser l'intermittence de production liées aux sources d'énergie renouvelables.

Parmi les différentes topologies de convertisseur en source de tension (VSC), celle basée sur la technologie modulaire multiniveaux (MMC) [1] semble être la meilleure solution actuellement disponible pour cette intégration [2]. Ce type de VSC hérite des topologies classiques la capacité d'inversion du flux de puissance en plus d'un contrôle indépendant de la puissance active et réactive; le tout en offrant une meilleure évolutivité de la puissance nominale et

une excellente performance harmonique par rapport aux convertisseurs traditionnels. De plus, les degrés de liberté supplémentaires introduits par ce type de VSC dans le contrôle et l'exploitation des systèmes de transmission de puissance pourraient augmenter la stabilité dans le réseau.

Cependant, l'intégration de grands réseaux HVDC multi-terminaux (MT-HVDC) aux réseaux existants introduira des nouveaux défis dans la façon dont ce type de systèmes sont contrôlés et exploités ([4], [2]). Par exemple, dans les systèmes traditionnels de transmission de puissance AC, des turbogénérateurs sont connectés au réseau. En conséquence, l'inertie de leurs masses tournantes offre une résistance face aux perturbations de fréquence, ce qui permet de déployer différentes actions de contrôle de fréquence dans une échelle temporelle de 1 à 2 secondes à 15 à 30 minutes après la perturbation [3]. Dans le cas des systèmes HVDC, l'absence d'une telle inertie oblige la commande de tension continue à réagir beaucoup plus rapidement après une perturbation de tension (de l'ordre de 100 millisecondes).

Compte tenu de la nécessité d'actions de contrôle plus rapides dans les systèmes HVDC et de la complexité du contrôle des MMC, le besoin de procédures de contrôle automatisées est augmenté. Ces procédures doivent être coordonnées au niveau réseau, et afin d'éviter l'introduction de réponses transitoires inattendues qui pourraient conduire à des situations dangereuses dans le système, ne seront appliquées que lorsque la tension DC est en régime permanent. D'autre part, des scénarios extrêmes tels que la perte de puissance dans le système HVDC en raison d'une faute exigent que les premières commandes soient appliquées dans un délai maximum de 250 millisecondes, comme l'exige la Commission Européenne [5], de façon que la stabilité dans les réseaux AC interconnectés soit maintenue pendant le défaut.

### B. Objectifs

Par conséquent, la structure du système de contrôle devrait prioriser les actions de contrôle local dans ces cas extrêmes. Cependant, étant donné que la stratégie de contrôle de tension DC implique toutes les stations du réseau, il faut maintenir un minimum de communication entre les contrôleurs. Mon travail de thèse s'inscrit dans cette problématique car ma recherche se concentre sur les architectures de supervision pour le contrôle et la coordination des modes de fonctionnement les plus critiques dans un système MT-HVDC.

Dans ce contexte, la modélisation des systèmes d'événements discrets (SED) et la théorie du contrôle par supervision (TCS), proposée pour la première fois par Ramadge et Wonham [6], offrent un cadre formel

pour la synthèse de superviseurs qui garantissent que le système à contrôler respecte, dans ses limites physiques, un ensemble de spécifications comportementales imposées par le concepteur. Egalement, l'architecture de contrôle décentralisée proposée par Lin et Wonham [7] et Rudie et Wonham [8] dans le cadre de la TCS se révèle appropriée pour le besoin des systèmes HVDC d'un contrôle locale dans une structure communicante.

Afin de développer un système de contrôle par supervision pour les réseaux MT-HVDC, trois objectifs principaux ont été donc identifiés:

- Développement d'une interface hybride entre le contrôleur discret et le système réel, qui lui évolue en temps continu. Dans un premier temps, des seuils de tension et courant suffisent à cette effet. De même, une interface qui traduit les commandes discrètes du système de contrôle par supervision aux actionneurs continus est à considérer.
- Développement d'une architecture de supervision décentralisée pour chaque mode de fonctionnement d'un système MT-HVDC. Bien que la priorité doit être accordée aux actions de contrôle locales, les stratégies d'opération impliquent la participation de tout le réseau. De ce fait, la communication entre les différents contrôleurs décentralisés ne peut pas être négligée. En conséquence, l'étude de la minimisation de la communication au sein du système de contrôle de supervision est aussi envisagée.
- Gestion des modes de fonctionnement du réseau MT-HVDC. Compte tenu du grand nombre de situations possibles dans un système HVDC et de la nature décentralisée du système de contrôle de supervision, chaque station de convertisseur pourrait fonctionner à différents modes. Par conséquent, il est nécessaire de coordonner les modèles discrets de chaque mode de fonctionnement, afin d'assurer que la transition entre les modes ne génère pas de conflits.

## II. DEVELOPPEMENT DU CONTROLE PAR SUPERVISION

Le travail de thèse est structuré autour de trois axes, à savoir : la modélisation sous forme d'automates [9] des sous-systèmes continus, la synthèse de l'ensemble de superviseurs décentralisés dans le cadre de la TCS, et finalement, l'implémentation pratique des différents modèles théoriques obtenus. Le reste de la section présente les tâches incluses dans chacun de ces trois axes.



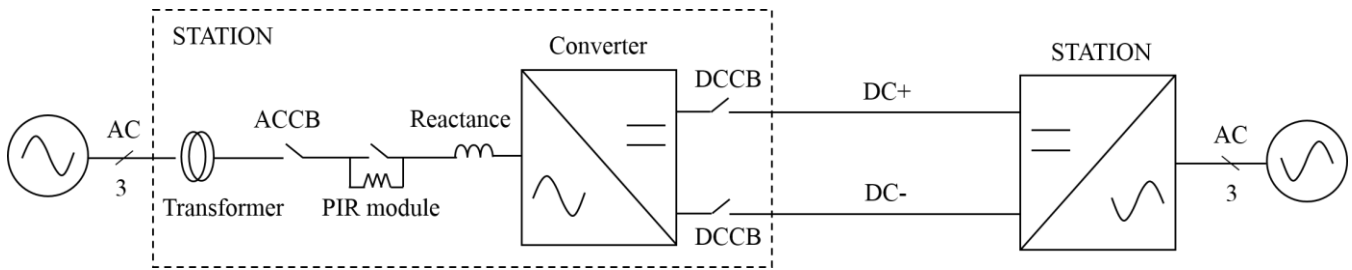


Figure 1: Liaison HVDC point-à-point.

### A. Modélisation

Les réseaux HVDC sont constitués de plusieurs nœuds interconnectés, dont chaque nœud est à son tour composé d'une sous-station de conversion de puissance AC en puissance DC, et vice-versa. La Figure 1 montre la composition de ce type de stations pour une liaison HVDC point-à-point. Typiquement, la station de conversion de puissance est formée par des disjoncteurs, tant du côté AC (ACCB) comme du côté DC (DCCB), qui servent à déconnecter la station des réseaux AC et DC; et par un convertisseur, considéré de type MMC au cours de nos travaux. On retrouve aussi dans la station des Résistances de Pré-Insertion (PIR), qui limiteront l'appel de courant au démarrage, un transformateur en entrée de station afin d'adapter le niveau de tension provenant du réseau AC, ainsi qu'une réactance en entrée du convertisseur afin de filtrer les harmoniques et lisser le courant. Finalement, un câble souterrain relie les pôles positifs et négatifs des stations. Les mesures de courant et tension du câble sont réalisées localement dans chaque station.

Etant donné que les disjoncteurs AC et DC et le convertisseur MMC sont des composants qui évoluent de façon continue dans le temps mais réagissent à des commandes discrètes, la modélisation sous forme d'automate (

Figure 2) des événements qui ont lieu dans chaque station est nécessaire. Ainsi, au cours de la phase de modélisation, une compréhension des comportements physiques des composants est nécessaire.

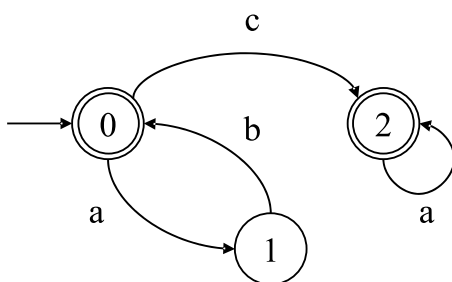


Figure 2: Exemple d'un automate.

Dans mes travaux de thèse, une approche ascendante est proposée pour la modélisation. Tous les comportements possibles des principaux composants de la station (ACCB, DCCB, MMC et câble) sont modélisés sous forme d'automates. L'état initial de ces modèles (marqué par une flèche entrante dans l'état 0 de la

Figure 2) pourra être modifié afin de réutiliser le modèle lors de la synthèse d'un système de contrôle pour chacune des procédures à mettre en place dans le réseau HVDC. Eventuellement, les états marqués (états avec double cercle dans la

Figure 2), qui indiquent l'aboutissement d'une tâche ou l'arrivée à un état « nominal », pourront eux aussi être modifiés. Notre méthode de modélisation suit donc une approche orientée objet qui facilite la modélisation de différentes topologies de station de conversion.

Ensuite, un superviseur centralisé pour la station est synthétisé dans le logiciel Supremica [20], à partir de la composition des modèles de composants et de leurs interactions. Ce superviseur assure que le fonctionnement parallèle des composants de station respecte un certain nombre de spécifications définies par le concepteur. En conséquence, les comportements physiques liés au couplage des composants doivent être modélisés. Cette approche modulaire facilite la modélisation du système physique, car elle découpe le problème de la coordination des composants de la station en sous-problèmes locaux et leurs interactions. La synthèse du superviseur de station décrite ci-dessus est répétée pour chaque procédure à mettre en place dans le réseau HVDC.

### B. Synthèse

Une fois que le superviseur centralisé représentant le comportement sous-contrôle de l'ensemble de la station est synthétisé, on procède à la deuxième phase de développement du système de contrôle par supervision.

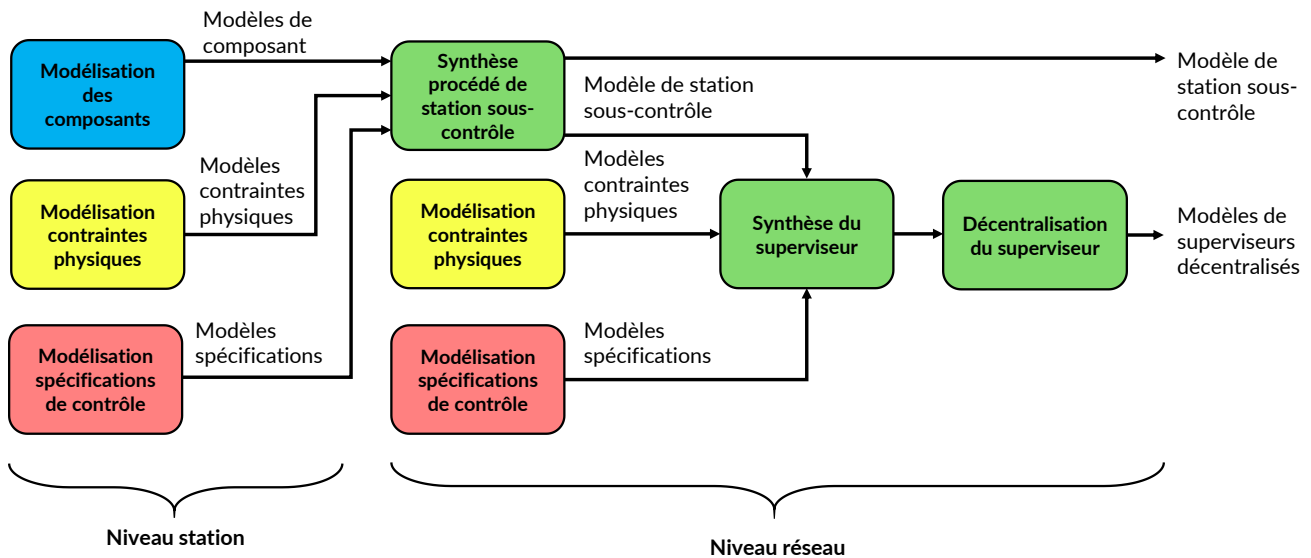


Figure 3: Démarche de développement du système de contrôle par supervision

Puisque les procédures à mettre en place dans le réseau sont réalisées par l'action conjointe des différentes stations, les actions à réaliser dans celles-ci doivent être coordonnées au niveau global. En conséquence, un nouveau superviseur doit être synthétisé, cette fois-ci au niveau réseau. En suivant la même approche ascendante, le contrôleur centralisé de station obtenu au préalable doit être réutilisé, puisque c'est le fonctionnement en parallèle des différentes stations du réseau que l'on cherche à superviser cette fois-ci. Néanmoins, l'opération de composition parallèle d'automates [9] augmente exponentiellement les états et transitions de l'automate résultant, ce qui peut conduire à une explosion combinatoire. Même avant que ce problème apparaisse, il se peut que la grande taille rende impossible la compréhension même par le concepteur, sa validation ne pouvant pas être assurée.

Compte tenu de cela, on procède à simplifier l'automate représentant la station sous-contrôle. En suivant une approche hiérarchique ([10], [11]), le modèle détaillé est simplifié de façon à obtenir un nouvel automate qui représente les mêmes événements d'une façon abstraite. De cette façon, un « filtre » des informations qui sont importantes pour la supervision est fait, ce qui rend les modèles plus compréhensibles. Puisque toutes les stations sont considérées identiques, on obtient le modèle du réseau globale en appliquant la composition parallèle à ces modèles tant de fois comme stations il y a dans le réseau considéré. Le concepteur doit maintenant modéliser les comportements physiques dus aux interactions entre les stations à travers les câbles, ainsi que les spécifications de contrôle que l'on souhaite imposer au système. Un superviseur global qui coordonne les différents modèles de station sous-contrôle est maintenant synthétisé. Le superviseur ainsi obtenu est

du type centralisé. Etant donnée la rapidité de la dynamique de la tension DC, ainsi que l'implication des différentes stations dans les procédures à mettre en place dans le système, le superviseur doit être modifié de façon à intégrer une architecture décentralisée dans le système de contrôle ([7], [8]). Cette démarche est représentée schématiquement dans la Figure 3.

Cette procédure doit être répétée indépendamment pour chaque procédure à mettre en place sur le réseau. Finalement, il sera nécessaire de superviser le passage entre procédures des différents automates, de façon que le système de contrôle par supervision soit sûr et n'introduise pas des instabilités dans le réseau HVDC. Cette étape sera réalisée en concordance avec les travaux qui ont eu lieu antérieurement au Laboratoire Ampère ([12], [13]).

Certaines parties de la méthode de synthèse d'un système de supervision pour les réseaux HVDC sont développées dans l'article [18].

### C. Implémentation

L'objectif de cette phase est de traiter les aspects relatifs à la mise en œuvre pratique des superviseurs théoriques. En effet, pour être testé, le système de contrôle doit être implémenté dans des logiciels tels qu'EMTP-RV [16] et HYPERSIM [17] pour la simulation des systèmes de transmission de puissance.

Fabian et Hellgren [14] ont identifié les principaux problèmes rencontrés lors de la mise en œuvre des superviseurs abstraits dans des Automates Programmables Industriels (API). Étant donné que les API sont des ordinateurs industriels numériques, ces problèmes sont extensibles à tous les environnements informatiques. Néanmoins, la plupart de travaux dans la littérature sont liés au contrôle des systèmes manufacturiers basés sur des API [15]. Par conséquent, la plupart des travaux dans la littérature

tentent d'adapter le cadre de la TCS aux langages de programmation des API définis par la Commission Electrotechnique Internationale dans la norme IEC 61131-3. Or les langages les plus populaires parmi les développeurs sont des langages graphiques, tels que le Ladder Diagram (LD) et le Sequential Function Chart (SFC). La syntaxe particulière de ces langages offre peu de portabilité pour appliquer les méthodes proposées en dehors des environnements basés sur API. Dans le domaine des systèmes de transmission de puissance, l'utilisation de logiciels de simulation tels que EMTP-RV et HYPERSIM, impose au langage d'implémentation d'être orienté utilisateur, comme le code C. De plus, l'implémentation d'une architecture de contrôle décentralisée en interaction avec un système physique qui évolue en temps continu n'a pas été traitée dans la littérature.

En conséquence, une méthode d'implémentation qui s'adapte au cas des réseaux HVDC a été développée pendant mes travaux de thèse [19]. La structure du système de contrôle de chaque station ainsi obtenu est présentée dans la Figure 4. Des signaux d'entrée et sortie sont ajoutés à chacun des niveaux de contrôle d'une station afin qu'ils puissent interagir entre eux et avec le système physique ou les autres systèmes de contrôle. Plus de détails sur la méthode d'implémentation sont donnés dans [19].

Le niveau Supervision prend comme entrées les signaux d'événements booléens générés par Logic Control. Ces signaux permettent d'actualiser les états des superviseurs implémentés. Ses signaux de sortie sont les signaux de désactivation booléens, qui indiquent les événements dont l'occurrence doit être interdite.

Le niveau Logic Control intègre une réalisation de l'automate de station sous contrôle. Les signaux de sortie générés à ce niveau, c'est-à-dire les événements et les commandes, sont envoyés aux niveaux Supervision et Interface, respectivement. Les signaux d'événements indiquent les superviseurs implémentés qu'un événement s'est produit dans le système réel, tandis que les signaux de commandes indiquent l'Interface que les sorties du système de contrôle doivent être mises à jour afin que les actions de contrôle soient effectivement réalisées par l'ensemble correspondant de composants de station. D'autre part, les signaux d'entrée sont les signaux de désactivation provenant du niveau Supervision et les réponses booléennes de l'Interface.

Finalement, le niveau Interface interconnecte le système de contrôle avec le système physique qui lui évolue en temps continu. Les signaux de mesure (tension, courant ...) sont envoyés aux entrées du système de contrôle (entrées CS) par les capteurs de la

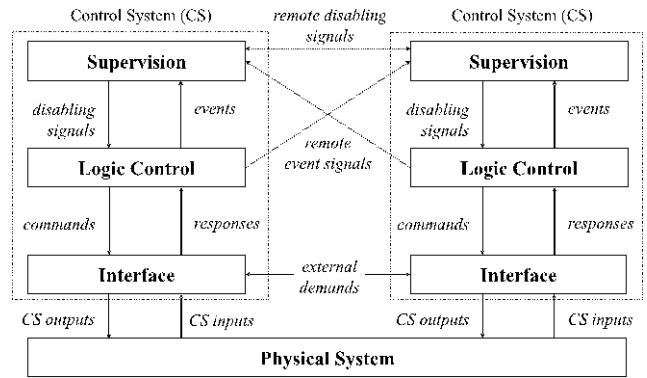


Figure 4: Structure de contrôle d'une architecture décentralisée

station. Le niveau Interface modifie en conséquence la valeur des signaux de réponse booléens lorsque les entrées CS atteignent un seuil prédéterminé, ce qui indique l'apparition d'un événement incontrôlable dans le système physique. D'un autre côté, l'interface identifie si un opérateur externe choisit une action de contrôle spécifique (*external demands*). Les signaux de sortie (*CS outputs*) sont modifiés lorsqu'une commande provenant du Logic Control est reçue.

### III. CONCLUSION

Mes travaux de thèse proposent une méthode ascendante pour le développement d'un système de contrôle par supervision des réseaux HVDC. A partir des modèles détaillés de composants de station, il est possible de synthétiser un automate qui centralise le contrôle-commande discret de la station. Ceci est fait dans le logiciel Supremica, qui intègre les opérations proposées par la TCS. Afin d'étudier les différentes procédures à mettre en place dans le réseau, l'état initial des modèles de composant peut être changé.

Ensuite, en suivant une approche hiérarchique, l'automate de station obtenu est abstrait, afin de réduire la taille du modèle. Puis, par la composition de ces modèles de station, nous sommes en mesure de construire un modèle d'un réseau à n'importe quel numéro de stations. Les contraintes imposées par l'interconnexion de plusieurs stations doivent être spécifiées et modélisées.

Finalement, une méthode pour la mise en œuvre du contrôle par supervision pour les systèmes HVDC est proposée. La méthode permet de séparer le contrôleur en différents niveaux de détail (par exemple, supervision, contrôle logique et interface), ce qui augmente la flexibilité pendant la phase de conception. En outre, la méthode proposée permet la mise en place d'une architecture décentralisée, s'adaptant ainsi aux caractéristiques des réseaux HVDC. De plus, la méthode proposée est appropriée pour l'implémentation du système de contrôle dans des logiciels propres au domaine du génie électrique, comme EMTP-RV, car elle est basée sur du code C.

## IV. PERSPECTIVES

Le travail à venir pour le reste de la thèse vise dans un premier temps à consolider une méthode formelle pour la décentralisation du superviseur réseau obtenu au moyen de la TCS, qui lui est d'abord centralisé. Ladite méthode de décentralisation aura comme objectif de minimiser les événements à communiquer entre les contrôleurs dans l'architecture de contrôle. Dans un deuxième temps, la gestion des transitions entre les différents modes ou procédures de contrôle sera traitée. Ainsi, des procédures telles que la compensation de perte de puissance, le démarrage du système et la ré-energisation du réseau après un défaut feront part des modes à traiter de façon à développer une structure de contrôle de mode commutative et sûre. Finalement, le système de contrôle par supervision ainsi obtenu sera testé sur un réseau MT-HVDC 3 terminaux dans le logiciel EMTP-RV, pour les modes mentionnés ci-dessus.

## REFERENCES

- [1] H. Saad, J. Peralta, S. Denetière, J. Mahseredjian, J. Jatskevich, J.A. Martinez, A. Davoudi, M. Saeedifard, V. Sood, X. Wang, J. Cano, A. Mehrize-Sani, "Dynamic Averaged and Simplified Models for MMC-Based HVDC Transmission Systems," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, no. 3, 2013.
- [2] D. van Hertem, M. Ghandhari, "Multi-terminal VSC HVDC for the European super grid: Obstacles," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 14, no. 9, 3156–3163, 2010.
- [3] Y. Rebours, D. Kirschen, M. Trotignon, S. Rossignol, "A survey of frequency and voltage control ancillary services – Part I: Technical features," *IEEE Transactions on power systems*, vol. 22, no. 1, 350–357, 2007.
- [4] P. Zhang, F. Li, N. Bhatt, "Next-Generation Monitoring, Analysis, and Control for the Future Smart Control Center," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 1, no. 2, 186–192, 2007.
- [5] European Commission, "Commission Regulation (EU) 2016/1447 of 26 August 2016 establishing a network code on requirements for grid connection of high voltage direct current systems and direct current connected power park modules," *Official Journal of the European Union (L 241)*, 1–65, 2016.
- [6] P.J. Ramadge, W.M. Wonham, "Supervisory control of a class of discrete event processes," *SIAM journal on control and optimization*, vol. 25, no. 1, 206–230, 1987.
- [7] F. Lin, W.M. Wonham, "Decentralized supervisory control of discrete-event systems," *Information Sciences*, vol. 44, no. 3, 199–224, 1988.
- [8] K. Rudie, W.M. Wonham, "Think globally, act locally: decentralized supervisory control," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 37, no. 11, 1692–1708, 1992.
- [9] C.G. Cassandras, S. Lafortune, "Introduction to Discrete Event Systems," Springer, 2008.
- [10] H. Zhong and W.M. Wonham, "On the consistency of hierarchical supervision in discrete-event systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 35, 1125–1134, 1990.
- [11] K. Schmidt, T. Moor, S. Perk, "Nonblocking hierarchical control of decentralized discrete event systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 53, no. 10, 2252–2265, 2008.
- [12] G. Faraut, L. Piétrac, E. Niel, "Formal approach to multimodal control design: Application to mode switching," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 5, no. 4, 443–453, 2009.
- [13] O. Kamach, L. Pietrac, E. Niel, "Forbidden and pre-forbidden states in the multi-model approach," *IMACS Multiconference on Computational Engineering in Systems Applications*, vol. 2, 1550–1557, 2006.
- [14] M. Fabian, A. Hellgren, "PLC-based implementation of supervisory control for discrete event systems," *Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control*, vol. 3, 3305–3310, 1998.
- [15] A.D. Vieira, E.A.P. Santos, M.H. de Queiroz, A.B. Leal, A.D. Neto, J.E.R. Cury, "A Method for PLC Implementation of Supervisory Control of Discrete Event Systems," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 25, no. 1, 175–191, 2017.
- [16] J. Mahseredjian, S. Denetière, L. Dubé, B. Khodabakhchian, L. Gérin-Lajoie, "On a new approach for the simulation of transients in power systems," *Electric Power Systems Research*, vol. 77, no. 11, 1514–1520, 2007.
- [17] V.Q. Do, J.C. Soumagne, G. Sybille, G. Turmel, P. Giroux, G. Cloutier, S. Poulin, "Hypersim, an integrated real-time simulator for power networks and control systems," *Transactions of the ICDS 99*, 1999.
- [18] M. Romero Rodriguez, R. Delpoux, L. Pietrac, J. Dai, A. Benchaib, E. Niel, "Supervisory Control for High-Voltage Direct Current Transmission Systems," *IFAC Proceedings Volumes (IFAC PapersOnline)*, 2017 (In press).
- [19] M. Romero Rodriguez, R. Delpoux, L. Pietrac, J. Dai, A. Benchaib, E. Niel, "An Implementation Method for the Supervisory Control of Time-Driven Systems Applied to Power Transmission Grids," to be submitted.
- [20] K. Akesson, M. Fabian, H. Flordal, R. Malik, "Supremica - An integrated environment for verification, synthesis and simulation of discrete event systems," *8th International Workshop on Discrete Event Systems*, 384–385, 2006.